



日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

W-7314(米)

Q66363

09/96, 283
282

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 6月18日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-183311

出 願 人

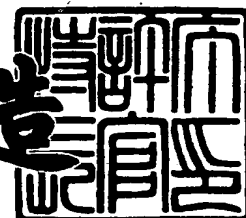
Applicant(s):

アイシン精機株式会社

2001年10月19日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3091219

【書類名】 特許願

【整理番号】 PY20011024

【提出日】 平成13年 6月18日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02P 7/05

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県刈谷市朝日町2丁目1番地 アイシン精機 株式会社 内

【氏名】 稲垣 浩之

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県刈谷市朝日町2丁目1番地 アイシン精機 株式会社 内

【氏名】 加藤 浩明

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県刈谷市朝日町2丁目1番地 アイシン精機 株式会社 内

【氏名】 葛谷 秀樹

【発明者】

【住所又は居所】 福岡県糟屋郡篠栗町篠栗4856-1-1105

【氏名】 瀬部 昇

【特許出願人】

【識別番号】 000000011

【氏名又は名称】 アイシン精機 株式会社

【代理人】

【識別番号】 100068755

【弁理士】

【氏名又は名称】 恩田 博宣

【選任した代理人】

【識別番号】 100105957

【弁理士】

【氏名又は名称】 恩田 誠

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2000-290703

【出願日】 平成12年 9月25日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002956

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9909940

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電動モータの振動抑制制御装置及び電動モータの振動抑制制御における設計手法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 電動モータより検出したモータ回転数信号をフィルタ手段に通して、前記電動モータの振動抑制対象となる所定周波数帯域の振動信号値のみを取り出し、その所定周波数帯域の振動信号値に対し振動抑制効果のある所定の補正処理を施すフィードバック制御を行うことを特徴とする電動モータの振動抑制制御装置。

【請求項 2】 電動モータと、
前記電動モータのモータ回転数を検出する検出手段と、
前記電動モータにトルク制御の指令をする制御手段と、
前記検出手段により検出されたモータ回転数信号を基に外乱振動の周波数帯域を含む所定周波数帯域の振動信号値のみを取り出すフィルタ手段と、
前記フィルタ手段により取り出された所定周波数帯域の振動信号値に対し振動を小さく抑える所定の補正処理を施して補正量を得る補正手段とを備え、
前記制御手段は、前記補正手段から得られた補正量を前記電動モータの指令値に対し加算又は減算することを特徴とする電動モータの振動抑制制御装置。

【請求項 3】 前記所定周波数帯域は、前記電動モータまたは該電動モータが組付けられた被組付体の共振周波数帯域を少なくとも含むことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の電動モータの振動抑制制御装置。

【請求項 4】 前記電動モータは車両の走行用駆動源として車体に設けられていることを特徴とする請求項 1 ～ 3 のいずれか一項に記載の電動モータの振動抑制制御装置。

【請求項 5】 前記所定周波数帯域は、前記電動モータが組付けられた被組付体である車体の共振周波数帯域を少なくとも含むことを特徴とする請求項 4 に記載の電動モータの振動抑制制御装置。

【請求項 6】 前記補正手段による補正処理は、P D 制御演算であることを特徴とする請求項 2 ～ 5 のいずれか一項に記載の電動モータの振動抑制制御装置

【請求項 7】 同定実験を行う同定実験手順と、

周波数フィッティングによるモデルパラメータ同定を行うモデルパラメータ同定手順と、

規範モデルの導出を行う規範モデル導出手順と、

モデルマッチング法による補正制御の係数を算出する補正係数算出手順と、

性能評価を満足するか否かを判断する判断手順とを備え、

前記判断手順により性能評価を満足しない場合は、規範モデル導出手順での規範モデルの導出をし直してこれを基に補正係数算出手順で補正制御の係数を算出し直す作業を、性能評価を満足するまで繰り返すことを特徴とする電動モータの振動抑制制御における設計手法。

【請求項 8】 前記判断手順により性能評価を満足すれば、離散化を行う離散化手順を備えていることを特徴とする請求項 7 に記載の電動モータの振動抑制制御における設計手法。

【請求項 9】 電動モータと、

前記電動モータのモータ回転数を検出する検出手段と、

前記電動モータにトルク制御の指令をする制御手段と、

前記検出されたモータ回転数を基に、制御系の特性変動による影響を抑制するとともに該特性変動が生じたときの感度特性を略補償する補正量を得るコントローラとを備え、

前記制御手段は、前記コントローラから得られた補正量を前記電動モータの指令値に対し加算又は減算することを特徴とする電動モータの振動抑制制御装置。

【請求項 10】 請求項 9 に記載の電動モータの振動抑制制御装置において

前記制御系の特性変動は、運転状態の相違、電動モータの相違、該電動モータが組付けられた被組付体の相違、トルクリップル、センサノイズ及びモータ回転数の定常成分の少なくとも 1 つであることを特徴とする電動モータの振動抑制制御装置。

【請求項 11】 検出されたモータ回転数を基に、電動モータのトルク制御

の指令値に対し加算又は減算する補正量を得るコントローラを備えた電動モータの振動抑制制御における設計手法において、

前記コントローラの伝達関数を制御系の特性変動及び感度特性を包含する H^∞ 制御問題における一般化プラントで表現し、

前記特性変動に対応したモデル誤差及び前記感度特性の変動に対応した仮想的モデル誤差をそれぞれ独立した構造化変動として取り扱い、

前記各構造化変動にそれぞれ対応したスケーリングパラメータを備えたスケーリング行列を前記一般化プラントに付加し、定数スケーリング行列付き H^∞ 制御問題として該一般化プラントの H^∞ ノルムが略最小となるように該スケーリング行列及び前記コントローラを導出することを特徴とする電動モータの振動抑制制御における設計手法。

【請求項 1 2】 請求項 1 1 に記載の電動モータの振動抑制制御における設計手法において、

ステップ 1 : スケーリングパラメータ d を所定の基準値に設定して H^∞ 制御問題として γ -反復法でコントローラ $K(s)$ を求めるとともに、そのときのスケーリングパラメータ d に対応する前記一般化プラントの H^∞ ノルムを記憶する、

ステップ 2 : スケーリングパラメータ d を前記基準値から徐変させていって同様にコントローラ $K(s)$ を求めていくとともに、そのときのスケーリングパラメータ d に対応する前記一般化プラントの H^∞ ノルムを逐一記憶する、

ステップ 3 : スケーリングパラメータ d に対する前記一般化プラントの H^∞ ノルムを関数 $f(d)$ としてその極小値を求め、そのときのスケーリングパラメータ d の値でスケーリング行列 D を構成する、

ステップ 4 : 関数 $f(d)$ の極小値を与えるスケーリングパラメータ d の値で再度 γ -反復法でコントローラ $K(s)$ を求め、このコントローラ $K(s)$ を最適解とする、

以上の各ステップに従って前記定数スケーリング行列付き H^∞ 制御問題の最適解を求めることを特徴とする電動モータの振動抑制制御における設計手法。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、電動モータの振動抑制制御装置及び電動モータの振動抑制制御における設計手法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

近年、電気自動車の走行用モータとしてSRモータが知られている。SRモータを制御する場合、アクセルペダルの操作信号に基づくアクセル開度が大きいほど目標トルク（励磁電流）が大きくなるように制御される。

【0003】

従来、図16に示すように、SRモータ71の制御では、モータ71への目標トルクが与えられたとき、予め用意されたマップMPを参照して目標トルクを電流指示値Iと角度指示値 θ に変換し（詳細はI、 θ 値への変換にはバッテリー電圧とモータ回転数も考慮される）、このI、 θ の指示値をドライバ回路72へ出力し、モータ71のトルク制御を行うようにしていた。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、このようにオープンループで制御系を構成していると、SRモータ71を搭載した車両がシャフトやタイヤのねじれ及びサスペンションのバネなどの影響で共振特性を有している場合、モータのトルク変化がきっかけとなってモータ又は車体が共振する。すなわち図17に示すように、アクセルペダルを踏み込んだり離したりし、同図(b)のグラフにおいて目標トルクが急変化する時には、同図(a)に示すようにそのトルク変動がきっかけとなってモータ又は車体が共振する。系自体は振動が減衰していく安定な特性であるが、トルク変動時に共振周波数域の振動のステップ入力があるとこれがきっかけとなって、その振動のショックが何回か継続する共振現象が起こるためである。モータ自体の共振、あるいは車体の共振に起因するモータの振動は、モータの回転軸に対し正逆の小刻みな負荷となって加わるため、モータの回転むらを招く。この回転むらは、車体の前後の振動（小刻みな揺れ）となって現れ、乗員に不快感を与えるという問題があった。

【0005】

また、このような問題をマイコン制御で解決するとき、高次のコントローラを設計して解決しようとする、プログラムの複雑化によって、マイコンのプログラム領域（記憶容量）及び演算時間の制約上、マイコンに実装できない問題があった。一方、低次のコントローラを設計した場合は、車種ごとに定数（係数）の設定等のチューニングをし直さなければならず、チューニング工数の多さから異なる車種への展開に膨大な時間がかかるという問題があった。

【0006】

本発明は、上記課題を解決するためになされたものであって、その目的は、電動モータの振動を簡単な制御方法で抑制でき、しかも異なる車種間にも比較的簡単に展開可能なモータの振動抑制制御を実現できる電動モータの振動抑制制御装置及び電動モータの振動抑制制御における設計手法を提供することにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】

上記問題点を解決するために、請求項1に記載の発明は、電動モータより検出したモータ回転数信号をフィルタ手段に通して、前記電動モータの振動抑制対象となる所定周波数帯域の振動信号値のみを取り出し、その所定周波数帯域の振動信号値に対し振動抑制効果のある所定の補正処理を施すフィードバック制御を行うことを要旨とする。なお、フィルタ手段は、ハードウェアとソフトウェアのいずれで構成されてもよい。また、モータ回転数信号から所定周波数帯域の信号値を取り出すフィルタ手段は、モータ回転数信号（信号電圧等）そのものをフィルタ回路に通すものだけでなく、モータ回転数信号の信号値から得たデータに所定のフィルタ演算を施して所定周波数帯域の信号データを得るものまでも含む概念である。以下の請求項（手段）において同様である。

【0008】

この発明によれば、電動モータより検出したモータ回転数信号がフィルタ手段に通されることで、電動モータの振動抑制対象となる所定周波数帯域の振動信号値のみが取り出される。そして、その取り出された所定周波数帯域の振動信号値に対し所定の補正処理を施すフィードバック制御が行われる。このフィードバッ

ク制御の結果、電動モータの振動など振動抑制対象となる振動は小さく抑制される。

【 0 0 0 9 】

請求項 2 に記載の発明は、電動モータと、前記電動モータのモータ回転数を検出する検出手段と、前記電動モータにトルク制御の指令をする制御手段と、前記検出手段により検出されたモータ回転数信号を基に外乱振動の周波数帯域を含む所定周波数帯域の振動信号値のみを取り出すフィルタ手段と、前記フィルタ手段により取り出された所定周波数帯域の振動信号値に対し振動を小さく抑える所定の補正処理を施して補正量を得る補正手段とを備え、前記制御手段は、前記補正手段から得られた補正量を前記電動モータの指令値に対し加算又は減算することを要旨とする。

【 0 0 1 0 】

この発明によれば、検出手段により検出されたモータ回転数信号を基に外乱振動の周波数帯域を含む所定周波数帯域の振動信号値のみがフィルタ手段によって取り出される。そして、その取り出された所定周波数帯域の振動信号値に対し所定の補正処理が補正手段により施されることにより、振動を小さく抑える補正量を得られる。この補正量は電動モータの指令値に対し加算又は減算される。この結果、電動モータの振動などの外乱振動が小さく抑制される。

【 0 0 1 1 】

請求項 3 に記載の発明は、請求項 1 又は 2 に記載の発明において、前記所定周波数帯域は、前記電動モータまたは該電動モータが組付けられた被組付体の共振周波数帯域を少なくとも含むことを要旨とする。

【 0 0 1 2 】

この発明によれば、電動モータまたは電動モータが組付けられた被組付体の共振周波数帯域の振動、すなわち共振振動自体や共振振動に起因する電動モータの振動が小さく抑えられる。

【 0 0 1 3 】

請求項 4 に記載の発明は、請求項 1 ～ 3 のいずれか一項に記載の発明において、前記電動モータは車両の走行用駆動源として車体に設けられていることを要旨

とする。

【 0 0 1 4 】

この発明によれば、車体から伝わった電動モータの振動あるいは電動モータ自体の共振振動が小さく抑えられ、この種の振動に起因する電動モータの回転速度の周期的な変動が小さく抑えられる。従って、電動モータを走行用駆動源とする車両の走行時における前後の振動が起き難くなる。

【 0 0 1 5 】

請求項 5 に記載の発明は、請求項 4 に記載の発明において、前記所定周波数帯域は、前記電動モータが組付けられた被組付体である車体の共振周波数帯域を少なくとも含むことを要旨とする。

【 0 0 1 6 】

この発明によれば、電動モータが組付けられた車体（被組付体）が、何らかの振動入力に起因して共振し、この結果、電動モータが振動しても、この共振周波数帯域の振動が小さく抑えられることにより、車両の前後の振動が起き難くなる。

【 0 0 1 7 】

請求項 6 に記載の発明は、請求項 2 ～ 5 のいずれか一項に記載の発明において、前記補正手段による補正処理は、PD 制御演算であることを要旨とする。

この発明によれば、補正処理が PD 制御演算であることから、電動モータの振動が効果的に小さく抑えられる。

【 0 0 1 8 】

請求項 7 に記載の発明は、同定実験を行う同定実験手順と、周波数フィッティングによるモデルパラメータ同定を行うモデルパラメータ同定手順と、規範モデルの導出を行う規範モデル導出手順と、モデルマッチング法による補正制御の係数を算出する補正係数算出手順と、性能評価を満足するか否かを判断する判断手順とを備え、前記判断手順により性能評価を満足しない場合は、規範モデル導出手順での規範モデルの導出をし直してこれを基に補正係数算出手順で補正制御の係数を算出し直す作業を、性能評価を満足するまで繰り返すことを要旨とする。

【 0 0 1 9 】

この発明によれば、同定実験手順で同定実験を行い、モデルパラメータ同定手順で周波数フィッティングによるモデルパラメータ同定を行う。規範モデル導出手順で規範モデルの導出を行い、補正係数算出手順でモデルマッチング法による補正制御の係数を算出する。そして、判断手順で性能評価を満足するか否かを判断し、性能評価を満足しない場合は、規範モデル導出手順での規範モデルの導出をし直してこれを基に補正係数算出手順で補正制御の係数を算出し直す作業を、性能評価を満足するまで繰り返す。この設計方法によれば、補正制御のための適正な係数を求めることができる。従って、高次のコントローラを使用せず、しかも例えば車種毎に係数の調整が容易になる。

【 0 0 2 0 】

請求項 8 に記載の発明は、請求項 7 に記載の発明において、前記判断手順により性能評価を満足すれば、離散化を行う離散化手順を備えていることを要旨とする。

【 0 0 2 1 】

この発明によれば、判断手順により性能評価を満足し、係数が決まれば、次に離散化手順でデジタル処理に適した離散化が行われる。このため、補正制御の係数をデジタル制御に適した形でコントローラに設定できる。

【 0 0 2 2 】

請求項 9 に記載の発明は、電動モータと、前記電動モータのモータ回転数を検出する検出手段と、前記電動モータにトルク制御の指令をする制御手段と、前記検出されたモータ回転数を基に、制御系の特性変動による影響を抑制するとともに該特性変動が生じたときの感度特性を略補償する補正量を得るコントローラとを備え、前記制御手段は、前記コントローラから得られた補正量を前記電動モータの指令値に対し加算又は減算することを要旨とする。

【 0 0 2 3 】

この発明によれば、コントローラから得られた補正量を電動モータの指令値に対し加算又は減算することで、制御系の特性変動による影響が抑制される（制御系のロバスト安定性が確保される）とともに特性変動が生じたときの感度特性（すなわち制振性及びトルク追従性）が略補償される。従って、制御系に特性変動

が生じた場合でも、電動モータの振動は好適に抑制され、かつ、トルク追従性も好適に確保される。

【 0 0 2 4 】

また、このように単一のコントローラでロバスト安定性の確保と特性変動に対する感度特性の補償とが可能になることで、調整工数の削減と部品（コントローラ）の共通化とが図られる。

【 0 0 2 5 】

請求項 1 0 に記載の発明は、請求項 9 に記載の電動モータの振動抑制制御装置において、前記制御系の特性変動は、運転状態の相違、電動モータの相違、該電動モータが組付けられた被組付体の相違、トルクリップル、センサノイズ及びモータ回転数の定常成分の少なくとも 1 つであることを要旨とする。

【 0 0 2 6 】

この発明によれば、運転状態の相違、電動モータの相違、該電動モータが組付けられた被組付体（例えば、車体や車種など）の相違、トルクリップル、センサノイズ及びモータ回転数の定常成分の少なくとも 1 つに係る特性変動に対して感度特性が補償される。

【 0 0 2 7 】

請求項 1 1 に記載の発明は、検出されたモータ回転数を基に、電動モータのトルク制御の指令値に対し加算又は減算する補正量を得るコントローラを備えた電動モータの振動抑制制御における設計手法において、前記コントローラの伝達関数を制御系の特性変動及び感度特性を包含する H_{∞} 制御問題における一般化プラントで表現し、前記特性変動に対応したモデル誤差及び前記感度特性の変動に対応した仮想的モデル誤差をそれぞれ独立した構造化変動として取り扱い、前記各構造化変動にそれぞれ対応したスケーリングパラメータを備えたスケーリング行列を前記一般化プラントに付加し、定数スケーリング行列付き H_{∞} 制御問題として該一般化プラントの H_{∞} ノルムが略最小となるように該スケーリング行列及び前記コントローラを導出することを要旨とする。

【 0 0 2 8 】

請求項 1 2 に記載の発明は、請求項 1 1 に記載の電動モータの振動抑制制御に

おける設計手法において、ステップ1：スケーリングパラメータ d を所定の基準値に設定して H^∞ 制御問題として γ -反復法でコントローラ K を求めるとともに、そのときのスケーリングパラメータ d に対応する前記一般化プラントの H^∞ ノルムを記憶する、ステップ2：スケーリングパラメータ d を前記基準値から徐変させていって同様にコントローラ K を求めていくとともに、そのときのスケーリングパラメータ d に対応する前記一般化プラントの H^∞ ノルムを逐一記憶する、ステップ3：スケーリングパラメータ d に対する前記一般化プラントの H^∞ ノルムを関数 f としてその極小値を求め、そのときのスケーリングパラメータ d の値でスケーリング行列 D を構成する、ステップ4：関数 f の極小値を与えるスケーリングパラメータ d の値で再度 γ -反復法でコントローラ K を求め、このコントローラ K を最適解とする、以上の各ステップに従って前記定数スケーリング行列付き H^∞ 制御問題の最適解を求めることを要旨とする。

【0029】

請求項11又は12に記載の発明によれば、制御系の特性変動による影響の抑制と特性変動が生じたときの感度特性の補償とが好適に均衡するようにその比率を加味するコントローラが導出される。従って、この導出されたコントローラにより得られる補正量を電動モータの指令値に対し加算又は減算することで、制御系の特性変動による影響が抑制される（制御系のロバスト安定性が確保される）とともに特性変動が生じたときの感度特性（すなわち制振性及びトルク追従性）が略補償される。従って、制御系に特性変動が生じた場合でも、電動モータの振動は好適に抑制され、かつ、トルク追従性も好適に確保される。

【0030】

また、このように単一のコントローラでロバスト安定性の確保と特性変動に対する感度特性の補償とが可能になることで、調整工数の削減と部品（コントローラ）の共通化が図られる。

【0031】

【発明の実施の形態】

（第1実施形態）

以下、本発明を具体化した第1実施形態を図1～図7に従って説明する。 図

1 は、電気自動車の走行駆動系の構成ブロック図を示す。

【0032】

電気車両としての電気自動車 1 は駆動輪 2 に走行トルクを出力する走行駆動源としての電動モータとして S R モータ（スイッチド・リラクタンスモータ）3 を備えている。S R モータ 3 は電気自動車 1 の部品ルーム内の所定箇所に被組付体としての車体 1 a（同図では象徴的に鎖線で示すのみで大きさは正確でない）に組付けられた状態で搭載されている。バッテリー 4 には例えば燃料電池や充電式蓄電池などが使用される。S R モータ 3 は E C U（電子制御装置）5 によりインバータ 6 を介して駆動制御される。E C U 5 はマイクロコンピュータ（以下、単にマイコンと称す）7 と、チョッパ回路 8 を備える。なお、マイコン 7 により、フィルタ手段、補正手段、制御手段が構成される。

【0033】

インバータ 6 はバッテリー電圧が印加されるようにバッテリー 4 と接続され、その出力側は S R モータ 3 に電氣的に接続されている。インバータ 6 は駆動回路 9 とスイッチング回路 10 とを備える。マイコン 7 からの指令信号に基づいてチョッパ回路 8 がチョッパ制御されて、チョッパ回路 8 から駆動回路 9 を介してスイッチング回路 10 に入力される信号に基づき S R モータ 3 は駆動制御される。

【0034】

S R モータ 3 は 3 相モータで、3 相コイルの励磁タイミングを制御することによって駆動制御される。インバータ 6 は S R モータ 3 に対し内部の 3 相コイルに励磁電流を給電するそれぞれ 2 本ずつの計 6 本の電力線で接続されている。電流比較回路 11 は電力線を流れる電流値を検出する。チョッパ回路 8 は電流比較回路 11 から入力する電流検出信号を基に駆動回路 9 に送る指令値を補正する。

【0035】

マイコン 7 は、アクセルペダル 12 の操作量を検出するアクセルセンサ 13 から入力するアクセル信号（アクセル開度 α ）と、バッテリー電圧検出回路 14 からのバッテリー電圧検出信号（バッテリー電圧 V_b ）とをインタフェース 15 を介して入力する。またマイコン 7 は、S R モータ 3 の回転を検出する検出手段としてのレゾルバ 16 からの回転検出信号（モータ回転数 N_m ）をインタフェース 17 を

介して入力するようになっている。

【0036】

マイコン7はそのメモリ18に図3に示すマップMを記憶し、アクセルセンサ13により検出されたアクセル開度 α を基にマップMを参照して目標トルクReq_trqを求める。この目標トルクReq_trqが、本実施形態では、SRモータ3を制御するための目標値に相当する。また、マイコン7は、バッテリー電圧検出回路14から検出されたバッテリー電圧値Vbを得るとともに、レゾルバ16からの回転検出信号を基にモータ回転数Nmを得る。またメモリ18には、トルク指示値trq(n)、モータ回転数Nm、バッテリー電圧Vbの3つのパラメータを基に、電流指示値Iと、通電角度（角度指示値） θ とを個別に求める2つのマップ（3次元マップ）（図示せず）が記憶されている。トルク指示値trq(n)は、目標トルクReq_trqを目標とする制御を行ううえにおいて実際に指示する指令用の指示値に相当する。トルク指示値trq(n)は、目標トルクReq_trqおよびフィルタ時定数Tを用いて、次式で表される。

$$\text{trq}(n) = (T \cdot \text{trq}(n-1) + \text{Req_trq}) / (T+1) \quad \dots (1)$$

マイコン7は、3つのパラメータtrq(n)、Nm、Vbから決まる電流指示値Iと角度指示値 θ とからなる指令信号をチョッパ回路8に指令する。チョッパ回路8はマイコン7から入力する指令信号(I, θ)を基に、角度指示値 θ に応じた所定の励磁タイミングで電流指示値Iを3相コイルに順次通電する指令信号を駆動回路9を介してスイッチング回路10に出力する。

【0037】

図2はインバータ6の回路構成図を示す。

インバータ6は、3相（相1，相2，相3）のモータコイル（3相コイル）31，32，33ごとの3つのスイッチング回路10A，10B，10Cを備えている。スイッチング回路10はこれら3つの回路10A，10B，10Cより構成される。各スイッチング回路10A，10B，10Cにはバッテリー4からのバッテリー電圧が印加されている。各スイッチング回路10A，10B，10Cは、モータコイル31，32，33の両側に2つずつのスイッチング素子（トランジスタ）21，22と、2つずつのダイオード23，24とを備えている。

【0038】

各相における2つのスイッチング素子21, 22の各々のゲートには、相1では駆動回路41A, 41Bが、相2では駆動回路42A, 42Bが、相3では駆動回路43A, 43Bがそれぞれ信号電圧を出力可能に接続されている。駆動回路9はこれら2つずつの駆動回路41A, 41B, 42A, 42B, 43A, 43Bより構成される。また各スイッチング回路10A, 10B, 10Cと並列に1つずつのコンデンサC1, C2, C3が接続され、またバッテリー4と並列にコンデンサC4, C5, C6が接続されている。

【0039】

3相における各スイッチング素子21, 22の各々のゲートには、チョップパ回路8で生成された電流指示値Iに応じたデューティ値(%)のPWM信号が、角度指示値 θ に応じた励磁タイミングで各相毎のモータコイル31, 32, 33を順次通電させるタイミングで入力される。このため、各モータコイル31, 32, 33には、電流指示値Iに応じたモータ電流が角度指示値 θ に応じた励磁タイミングで通電される。

【0040】

またSRモータ3が惰性回転してモータトルクが零トルクになるときのトルク値T(つまりアクセル開度 α)は、その時々々のモータ回転数 N_m に応じて一義的に決まる。メモリ18には、モータ回転数 N_m から零トルク(つまり惰性回転)となるトルク指示値に相当する基準トルク値 T_0 を求めるためのマップ(図示せず)を記憶している。マイコン7は、レゾルバ16からの回転検出信号を基にモータ回転方向を検出しており、モータ回転方向と同じ向きのトルクを付与するときを「力行」、モータ回転方向と逆向きのトルクを付与するときを「回生」と判断する。つまり現在のトルク指示値 $trq(n-1)$ が基準トルク値 T_0 以上のときを「力行」、現在のトルク指示値 $trq(n-1)$ が基準トルク値 T_0 未満のときを「回生」と判断する。

【0041】

「回生」であるときには、レゾルバ16からの回転検出信号を基に得られるモータ回転方向と逆転方向のトルクを発生させる通電タイミングの順序で各相のモ

ータコイル 3 1, 3 2, 3 3 を通電し、S R モータ 3 を逆転トルクが発生するように制御する。また「力行」であるときには、レゾルバ 1 6 からの回転検出信号を基に得られるモータ回転方向と同一方向のトルクが発生させる通電タイミングの順序で各相のモータコイル 3 1, 3 2, 3 3 を通電し、S R モータ 3 を正転トルクが発生するように制御する。この結果、S R モータ 3 にはトルク指示値 $trq(n)$ に応じたトルクが発生する。この通電タイミング（励磁タイミング）を決めるのが、角度指示値 θ である。

【0042】

図 4 は、本実施形態で採用する制御内容を示すブロック図である。

S R モータ 3 のトルク制御はフィードフォワード制御（オープンループ制御）で行われる。但し、S R モータ 3 の低周波振動（共振振動）を小さく抑えるために振動抑制制御を採用している。振動抑制制御の要点は次のようである。

【0043】

アクセルペダル 1 2 を踏み込んだり離したりしたときのトルク変動により共振周波数域の振動のステップ入力があるとこれがきっかけとなって、その振動のショックが何回か継続する共振現象が起こる。モータ自体の共振、あるいは車体の共振に起因するモータの振動は、モータの回転軸に対し正逆の小刻みな負荷となって加わるためモータの回転むらを招くが、モータ振動を小さく抑制しこの回転むらを抑えることを制御で行うのがモータ振動抑制制御である。共振振動を小さく抑えるためにその共振域の周波数のみをフィルタで取り出してこの成分についてのみ振動を小さく抑制する P D 制御を施す。

【0044】

バンドパスフィルタ 5 1 は、0. 1 ~ 5 0 H z の共振点付近の周波数成分のみ通すものである。モータ回転数を検出した後、モータ回転数に対してバンドパスフィルタ 5 1 を施す。このバンドパスフィルタ 5 1 はモータ回転数の定常成分の除去と検出ノイズの除去を目的としている。本実施形態では、S R モータ 3 の共振周波数が 5 ~ 7 H z であるので、この帯域は少なくとも通過するようにバンドパスフィルタの通過域を 0. 1 ~ 5 0 H z に設定している。バンドパスフィルタ 5 1 は、本実施形態ではソフトウェア上で実現したデジタルフィルタを採用する

。このバンドパスフィルタ 5 1 によって、モータ回転数のうち共振点付近の周波数成分のみを取り込む。バンドパスフィルタ 5 1 によりフィルタ手段が構成される。

【 0 0 4 5 】

P D 演算部 5 2 は、バンドパスフィルタ 5 1 を通して取り込んだ共振点付近の周波数成分 (0 . 1 ~ 5 0 H z) の振動レベルの信号値 (信号データ) に対し振動抑制効果の高い P D 演算処理を施す。つまり 0 . 1 ~ 5 0 H z の共振点付近の周波数成分のみを取り出してそれを要素として目標トルク (指令値) を補正している。P D 演算式 (周波数伝達関数) は、式 $K_p + K_d \cdot (1 - 1/z)$ で示される。ここで、 K_p は比例ゲイン (P ゲイン) 、 K_d は微分ゲイン (D ゲイン) 、 $1/z$ は遅延素子である。

【 0 0 4 6 】

バンドパスフィルタ処理後のモータ回転数に対して P D 制御を演算してその演算結果である P D_out (補正量) を目標トルク Req_trq から減算する。このようにしてモータ回転数をフィードバックするループが構成される。このとき P D 制御の定数 (係数) である比例ゲイン K_p 、微分ゲイン K_d はこのフィードバックループの特性が S R モータ 3 の共振特性を抑制するように設定されている。これらの定数 (係数) を決める設計手法 (図 7) については後述する。なお、 K_p , K_d の符号を反転して、P D 制御の演算結果を目標トルクに加算しても結果は同様である。

【 0 0 4 7 】

マップ M P は、目標トルク Req_trq を補正して得た指示トルク $T_n (=Req_trq - P D_out)$ から、上記 (1) 式を用いて (但し (1) 式中 「 Req_trq 」 に指示トルク 「 T_n 」 の値を使用) 決まるトルク指示値 $trq (n)$ 、モータ回転数 N_m 、バッテリー電圧 V_b の 3 つのパラメータを基に、電流指示値 I と角度指示値 θ とを個別に求める変換をする、前述した 2 つのマップ (3 次元マップ) に相当する。このマップは、3 つのパラメータから変換して得た電流指示値 I と角度指示値 θ を S R モータ 3 に指令する。そして S R モータ 3 のモータ回転数 N_m はレゾルバ 1 6 により検出されてバンドパスフィルタ 5 1 に入力され、振動抑制制御に関する

るフィードバックループが構築される。

【 0 0 4 8 】

図 4 に示したブロック図の制御はソフトウェア上で実現され、マイコン 7 のメモリ 1 8 には、図 6 にフローチャートで示すモータ振動抑制制御プログラムが記憶されている。以下、モータ振動抑制制御プログラムについて説明する。

【 0 0 4 9 】

ステップ 1 0 (以下、ステップを単に S と記す) では、初期化をする。

S 2 0 では、前回の制御から 1 0 msec. 経過したか否かを判断する。つまり 1 0 msec. 毎に制御をするため、制御間隔の時間が経過したか否かを判断する。

【 0 0 5 0 】

S 3 0 では、目標トルク Req_trq を求める。すなわちアクセル開度 α を読み込んで、アクセル開度 α を基にマップ M (図 3) を参照して目標トルク Req_trq を求める。

【 0 0 5 1 】

S 4 0 では、モータ回転数 $Nm(n)$ を検出する。なお、 $Nm(n)$ は n 回目のサンプリングの値を意味し、 $Nm(n)$ は今回の検出値、 $Nm(n-1)$ は前回の検出値を指す。

【 0 0 5 2 】

S 5 0 では、バンドパスフィルタ演算処理を実行する。すなわち、次の計算式 (2 次のフィルタ演算式) を用いて、バンドパスフィルタ出力値 $BNm(n)$ を算出する。

$$BNm(n) = a1 \cdot BNm(n-1) + a2 \cdot BNm(n-2) + b1 \cdot Nm(n) + b2 \cdot Nm(n-1) + b3 \cdot Nm(n-2)$$

なお、 $BNm(n)$ は n 回目のサンプリングの演算値を意味し、 $BNm(n)$ は今回の出力値、 $BNm(n-1)$ は前回の出力値を指す。

【 0 0 5 3 】

S 6 0 では、PD 制御演算処理を実行する。すなわち、次の計算式を用いて PD 制御演算値 PD_out を算出する。

$$PD_out = Kp \cdot BNm(n) + Kd \cdot (BNm(n) - BNm(n-1))$$

お、 K_p は比例ゲイン、 K_d は微分ゲインである。

【0054】

S70では、モータへの指示トルク T を算出する。すなわち、指示トルク T_n を、式 $T_n = Req_trq - PD_out$ より計算する。

S80では、指示トルク T_n をモータへの電流指示値 I および角度指示値 θ へ変換する。すなわち指示トルク T_n を前記(1)式中の Req_trq に代入してトルク指示値 $trq(n)$ を求め、トルク指示値 $trq(n)$ 、モータ回転数 $N_m(n)$ 、バッテリー電圧 V_b を基に個別のマップ(図4におけるマップMPに相当)を参照して電流指示値 I および角度指示値 θ をそれぞれ求める。

【0055】

S90では、電流指示値 I および角度指示値 θ を出力する。すなわちチョッパ回路8に指示値 I 、 θ を指令する。従って、チョッパ回路8は、角度指示値 θ から決まる通電タイミングで電流 I が流れるデューティ値%で駆動回路9を介してスイッチング回路10をPWM制御する。その結果、モータコイル31、32、33が所定の通電タイミングで順序に励磁される。

【0056】

S100では、電源OFFか否かを判断する。電源ON中はS20に戻りS20～S100の処理を繰り返し実行する。そして電源OFFになると、S110において停止処理を行う。

【0057】

従って、電気自動車1の走行時、アクセル操作の比較的大きな変化がきっかけで車体1aの共振振動等が発生し、この共振振動等がSRモータ3に伝わって、その振動に起因してモータ回転数に乗ることになった振動成分がバンドパスフィルタ51を通して要素(バンドパスフィルタ出力値 $BN_m(n)$)として抽出される。次に抽出された要素 $BN_m(n)$ を基にPD制御演算が行われてその振動を小さく抑えるような補正值であるPD制御演算値 PD_out が求められる。そして目標トルク Req_trq がPD制御演算値 PD_out を用いて補正され、補正後の指示トルク T_n を基に電流指示値 I および角度指示値 θ が求められ、SRモータ3が制御されるため、SRモータ3に伝わった振動は減衰して小さく抑制されてし

まう。例えば図5のグラフに示すように、時刻 t_1 にアクセル開度を大きくする操作をして目標トルクが急増したり、また時刻 t_2 にアクセル開度を小さくする操作をして目標トルクが急減しても、このときそのトルク変動が契機となって車体1aが共振しても、SRモータ3に伝わったその振動は小さく抑制されるため、モータ回転数 N_m にはその共振振動に起因する周波数域の振動がほとんど現れない。このため、SRモータ3の回転軸に共振振動等が伝わってもその振動に起因する回転むらが避けられるため、車体1aの前後の小刻みな揺れは起き難くなる。

【0058】

次に上記のモータ制御プログラムでPD制御演算のために用いられる比例(P)ゲイン K_p と微分(D)ゲイン K_d を求める設計手法について説明する。本実施形態の振動抑制制御を目的とするモータ制御プログラムの設計方法は、目標トルクからモータ回転数までの共振特性を周波数領域で高次の伝達関数を実データとフィッティングさせることによって導出する。こうして得られた振動モデルに対して安定かつ共振のピークを抑える条件を満たした規範モデルを構築する。そして、PD制御の設計にはモデルマッチング法を採用している。この実施形態でいうモデルマッチング法とは、フィードバック補償にPD制御を入れて閉ループを構築したときに、閉ループの周波数特性が規範モデルと一致または近似できるようにPゲインとDゲインを算出する。以下、この設計手法の詳細を図7のフローチャートに従って説明する。

【0059】

まずS210では、同定実験を行う。つまり、SRモータを車体に搭載して実際の振動特性を計測する。

S220では、周波数フィッティングによるモデルパラメータ同定を行う。ここでモデルパラメータ同定とは、周波数伝達関数の係数を求めることをいい、この係数を求めることにより振動特性の伝達関数が求まる。

【0060】

S230では、規範モデルを導出する。振動を軽減した理想的なモデルを規範モデルとする。すなわち、同定したモデルが数式モデルで表されているので、数

式モデルのどの項が効いて共振特性が得られているのか、数式モデルを解析することで分かるので、その数式モデルを使って共振特性のない規範モデルを解析的に求める。

【 0 0 6 1 】

S 2 4 0 では、モデルマッチング法による P D 制御の算出を行う。P D 制御を入れたときに規範モデルに一致するように P ゲインと D ゲインを決める。

S 2 5 0 では、性能評価条件を満足するか否かを判断する。性能評価条件を満足しないときは S 2 3 0 に戻って規範モデルを作り直し、以下、S 2 3 0 ～ S 2 5 0 の処理を、S 2 5 0 で性能評価条件を満足すると判断されるまで繰り返す。性能評価条件を満足すれば、S 2 6 0 に移行する。

【 0 0 6 2 】

S 2 6 0 においては、コントローラの離散化を行う。すなわち、設計はアナログで連続時間で行うため、マイコン（コントローラ）にデジタルフィルタ（ソフトウェア）として実装するため、アナログ値をデジタル値に変換する離散化を行う。そして、離散化で得られたデータを組み込んだプログラムをマイコンに実装する。

【 0 0 6 3 】

以上詳述したように本実施形態によれば、以下の効果が得られる。

（１）モータ回転数からバンドパスフィルタ 5 1 を通して車体共振周波数や S R モータ自体の共振周波数など、S R モータ 3 の外乱となる振動を少なくとも含む所定周波数帯域（共振周波数帯域）のみを取り出し、この所定周波数帯域の振動を基に P D 制御演算を施すフィードバック制御をするようにした。よって、S R モータ 3 が車体 1 a からの共振振動伝達または自身の共振により振動しても、その回転軸はその振動に起因する回転むらを小さく抑えるように制御されるため、車体 1 a の前後の小刻みな揺れ（前後振動）が起き難くなる。よって、電気自動車 1 の乗り心地がよくなる。

【 0 0 6 4 】

（２）振動を小さく抑える制御として P D 制御を採用したので、振動を効果的に小さく抑えることができる。このため、電気自動車 1 の乗り心地が効果的によ

くなる。

【 0 0 6 5 】

(3) バンドパスフィルタ 5 1 はデジタルフィルタとしてソフトウェア上で構築しているため、マイコン 7 のソフトウェア上に振動抑制制御プログラムを追加するだけで済む。制御が簡単であるうえ、設計変更も簡単である。

【 0 0 6 6 】

(4) モデルマッチング法による設計手法によって、振動抑制制御のための P D 制御演算で用いる適切なゲイン (P ゲインと D ゲイン) を得ることができ、設計工数が少なくなる。

【 0 0 6 7 】

(第 2 実施形態)

以下、本発明を具体化した第 2 実施形態を図 8 ～図 1 5 に従って説明する。なお、第 2 実施形態は、フィードバック制御による振動抑制制御として H_{∞} 制御を適用したことが第 1 実施形態と異なる構成であり、同様の部分についてはその詳細な説明を省略する。

【 0 0 6 8 】

なお、一般に H_{∞} 制御理論によって制御系の特性変動に対してその影響を抑制する、すなわちロバスト安定性を確保することが可能なコントローラが設計される。

【 0 0 6 9 】

ここで、ロバスト安定化問題 (ロバスト安定性の確保) を主体とした標準 H_{∞} 制御問題では、制御系の感度特性 (制振性及びトルク追従性) はノミナルプラントに対して保証される。一方、プラント (制御系) の特性が変動してモデル誤差が生じたときの感度特性は保守的なものになり、場合によっては大きく劣化することがある。例えば、図 1 7 に示した目標トルクの急変化 (特性変動) により、図 1 8 にその周波数特性が示されるように、半共振点でゲインが大きくなり、当該周波数にて S R モータに振動が発生してしまう。換言すると、ロバスト安定性は確保できるが感度特性が劣化してしまい、本来なかった周波数での振動を S R モータに発生させてしまう。

【0070】

そこで、本実施形態では、制御系の特性変動時の感度特性（制振性及びトルク追従性）の性能保証をいわゆるロバストパフォーマンス問題に帰着させて感度特性とプラントの特性変動とをまとめて構造化変動として扱う定数スケーリング行列付き H^∞ 制御問題として振動抑制可能なコントローラを設計する。このように導出されたコントローラにより、上記特性変動が生じても感度特性が劣化しない高性能な制御系を実現する。

【0071】

本実施形態での H^∞ 制御に係るコントローラ K の設計について以下に説明する。コントローラ K は図8に示すブロック図に基いて H^∞ 制御問題に帰着させることで設計される。 H^∞ 制御問題では、外部入力 w 、制御入力 u 、制御量 z 、モータ回転数（観測量） N_m を有する「一般化プラント」において、外部入力 w から制御量 z までの伝達関数 T_{zw} に対する H^∞ ノルム（ $\|T_{zw}\|_\infty$ ）が所定値 γ （例えば「1」）より小さくなるようなコントローラ K を求める。以下、コントローラ K の設計方法について段階的に説明する。

【0072】

〔実モデルの決定〕

まず、オープンループの系でSRモータ3を運転した場合における、目標トルク w_1 に対する実際のモータ回転数 N_m から実モデル P_{sys} を決定する。すなわち、目標トルク w_1 をオープンループ系に与え、マップMPにより電流指示値 I 及び角度指示値 θ を決定し、これら指示値に基いて前記チョッパ回路8、駆動回路9及びスイッチング回路10を介してSRモータ3を実際に回転させる。そして、前記目標トルク w_1 に対する実際のSRモータ3のモータ回転数 N_m を計測し、この計測結果（すなわち、目標トルク w_1 に対する実際の応答 N_m ）から、実モデル P_{sys} を決定する（図9参照）。これらは、同定実験及び周波数フイッティングによるモデルパラメータの同定とも呼ばれる手法に基いて行われる。

【0073】

〔規範モデルの導出〕

こうして得られた実モデル P_{sys} を参照しながら目標トルク w_1 の変化に対する制振性及びトルク追従性が両立した理想的なモデルを規範モデル R_{sys} として導出・作成する。この規範モデル R_{sys} は、共振周波数近傍で実モデル P_{sys} のゲインよりも相当量小さいゲインを有するとともに、他の周波数領域で実モデル P_{sys} のゲインと一致するゲインを有するように作成される（図9参照）。

【0074】

上記実モデル P_{sys} の決定と規範モデル R_{sys} の導出とが終了した段階で、実モデル P_{sys} とコントローラ K とで閉ループが形成されるとともに実モデル P_{sys} と規範モデル R_{sys} とが並列に接続される系を構成する。そして、目標トルク w_1 を重み関数 w_s を介して指示トルクに変換し、同指示トルクを実モデル P_{sys} と規範モデル R_{sys} とにそれぞれ入力するとともに規範モデル R_{sys} の出力と実モデル P_{sys} の出力との偏差（モータ回転数の差）を制御量 z_1 として出力させる。

【0075】

これにより、実モデル P_{sys} の応答を規範モデル R_{sys} の応答に近づけるコントローラ K を得るための問題を、目標トルク w_1 から制御量 z_1 までの伝達関数 T_{z1w1} に対する H^∞ ノルムを所定値 γ より小さくする ($\|T_{z1w1}\|_\infty < \gamma$) ようなコントローラ K を求める H^∞ 制御問題に帰着させることが可能となる。また、これにより制御系の感度特性（制振性及びトルク追従性）を同時に評価することが可能となる。

【0076】

ここで、一般化プラントにて目標トルク w_1 から制御量 z_1 までの伝達特性は

【0077】

【数1】

$$\begin{aligned} z_1 &= w_s \cdot R_{sys} \cdot w_1 - \frac{w_s \cdot P_{sys}}{1 + K \cdot P_{sys}} w_1 \\ &= w_s \cdot \left(R_{sys} - \frac{P_{sys}}{1 + K \cdot P_{sys}} \right) w_1 \end{aligned}$$

であるので

【0078】

【数2】

$$\left\| w_s \cdot \left(R_{sys} - \frac{P_{sys}}{1 + K \cdot P_{sys}} \right) \right\|_{\infty} < \gamma$$

ならば

【0079】

【数3】

$$\|z_1\| < \gamma \|w_1\|$$

となる。このため、一般化プラントの作成にあたっては、所定値 γ が小さくなるようにして実モデル P_{sys} を規範モデル R_{sys} に近づける。数2式はノミナルパフォーマンス条件といい、これによってノミナルモデルに対する感度特性が考慮される。

【0080】

ちなみに、この系において、重み関数 w_s を特定の周波数領域で大きくなるように設定すれば、同特定の周波数領域における実際の応答を規範モデル R_{sys} の応答に一層近似させるコントローラ K を得ることができる。例えば、重み関数 w_s のゲインを低周波数領域で大きくなるように設定することにより、低周波数領域における実際の応答を規範モデルに近づけてSRモータ3の制振性及びトルク追従性を向上することができる。

【0081】

〔特性変動の導出・重み関数の設定〕

実験により、運転状態や車種・モータの相違によって目標トルク w_1 からモータ回転数 N_m までの伝達特性が変動することが判明している。また、SRモータ3の各モータコイル31～33への通電切換えを高周波数で行うと、同通電の切換え時にトルクリップルが発生し、これがモータ回転数 N_m に影響を及ぼすことも判明している。そこで、このような運転状態や車種・モータの違い、トルクリ

リップルなどによる特性変動を乗法的変動 $\Delta 1$ として扱い、図 8 に併せ示したように乗法的変動 $\Delta 1$ への入力を制御量 $z 2$ として捉えるとともに、乗法的変動 $\Delta 1$ からの出力を摂動入力 $w 2$ （一般化プラントへの入力）として捉え、摂動入力 $w 2$ の影響が制御量 $z 2$ に現れ難いコントローラ K を求める問題に帰着させる。

【0082】

より具体的には、摂動入力 $w 2$ を重み関数 $w m 1$ を介して指示トルクに加えることで、上記トルクリップル分を指示トルクに対する外乱トルクとして扱う。すなわち、トルクリップル分の周波数特性を重み関数 $w m 1$ で表す。重み関数 $w m 1$ は、共振点に対して高周波数側領域でのゲインが大きくなるように設定する。また、上記運転状態や車種・モータの相違等による伝達特性の変化を重み関数 $w m 2$ で表して制御量 $z 2$ を得るように系を構成する。重み関数は $w m 2$ は、低周波数側領域でのゲインが大きくなるように設定する。以上により、運転状態や車種・モータの違い、トルクリップルなどによる特性変動の影響を抑制するコントローラ K を得る問題を $H\infty$ 制御問題に帰着させることが可能となる。

【0083】

ここで、一般化プラントの作成にあたっては、第 1 のロバスト安定条件を満たすように摂動入力 $w 2$ から制御量 $z 2$ までの伝達特性（伝達関数）に対する $H\infty$ ノルムが、

【0084】

【数 4】

$$\left\| \frac{P_{sys} \cdot K \cdot w m 1 \cdot w m 2}{1 + P_{sys} \cdot K} \right\|_{\infty} < 1$$

となるようにする。これにより、乗法的変動（運転状態や車種・モータの違い、トルクリップルなどによる特性変動）に対するロバスト安定性が考慮される。

【0085】

〔ノイズ特性の導出・重み関数の設定〕

制御に使用する検出量であるモータ回転数 $N m$ は、レゾルバ 16 のセンサノイズ（ホワイトノイズ）を含んでいる。また、モータ回転数 $N m$ は、SRモータ 3

の発生トルクの所定時間前からの積分値に相当するため、同発生トルクが「0」となった場合でも直ちに「0」となることなく一定値を維持する。これは、モータ回転数の定常成分と呼ばれる。一方、実モデル P_{sys} は共振点近傍で線形なものとして設計される。従って、性能向上のためには、モータ回転数の定常成分を除去する必要がある。そこで、このようなセンサノイズやモータ回転数の定常成分などの外乱を加法的変動 $\Delta 2$ として扱い、図 8 に併せ示したように加法的変動 $\Delta 2$ への入力を制御量 z_2 として捉えるとともに、加法的変動 $\Delta 2$ の出力をセンサノイズ w_3 として捉え、センサノイズ w_3 の影響が制御量 z_2 に現れ難いコントローラ K を求める問題に帰着させる。

【0086】

より具体的には、上記センサノイズとモータ回転数の定常成分とを除去するためのノイズ特性をセンサノイズ w_3 に対する重み関数 w_n で表し、センサノイズ w_3 を重み関数 w_n を介して実モデル P_{sys} とコントローラ K との間に入力する。

【0087】

ちなみに、この系において、重み関数 w_n のゲインが低周波数領域で大きくなるように設定すれば、センサノイズに比して影響度の大きいモータ回転数の定常成分を好適に除去することができる。

【0088】

ここで、一般化プラントの作成にあたっては、第 2 のロバスト安定条件を満たすようにセンサノイズ w_3 から制御量 z_2 までの伝達特性（伝達関数）に対する H_∞ ノルムが、

【0089】

【数 5】

$$\left\| \frac{K \cdot w_n \cdot w_{m2}}{1 + P_{sys} \cdot K} \right\|_{\omega} < 1$$

となるようにする。これにより、加法的変動（センサノイズやモータ回転数の定常成分などによる特性変動）に対するロバスト安定性が考慮される。

【0090】

S R モータ 3 の振動抑制制御系は、以上のノミナルパフォーマンス条件（数 2 式）、第 1 のロバスト安定条件（数 4 式）及び第 2 のロバスト安定条件（数 5 式）を考慮した状態で、図 8 に示す H^∞ 制御における一般化プラントで表現される。

【0091】

次に、上記トルクリップルなどの外乱トルクや車種・モータの違いによる特性変動、センサノイズなどの外乱による特性変動が生じたときに感度特性（トルク追従性や制振性）が劣化しない制御方法（コントローラ K の導出）等の詳細について以下に説明する。

【0092】

〔ロバストパフォーマンス問題〕

変動を生じたモデルに対する感度特性は、図 10 に示す乗法的変動 Δ_1 及び加法的変動 Δ_2 を包含した制御系において、目標トルク w_1 から制御量 z_1 までの伝達特性（伝達関数）に対する H^∞ ノルムが、

【0093】

〔数 6〕

$$\max_{\Delta_1 \Delta_2} \left\| w_s \cdot \left(R_{sys} - \frac{P_{sys} (1 + \Delta_1) + \Delta_2}{1 + K (P_{sys} (1 + \Delta_1) + \Delta_2)} \right) \right\|_\infty < \gamma$$

となるようにすることで考慮される（ロバストパフォーマンス条件）。

【0094】

ここで、モデル誤差（乗法的変動 Δ_1 、加法的変動 Δ_2 ）が生じることで制御系の感度特性がずれるが、ロバストパフォーマンス問題では、この感度特性の変動を安定な仮想的なモデル誤差 Δ_s として扱う。すなわち、特性変動に対応したモデル誤差及び感度特性の変動に対応した仮想的なモデル誤差 Δ_s を図 8 に示す独立した構造化変動としてそれぞれ取り扱う。このとき、ロバストパフォーマンス条件の数 6 式が成り立つことは、

【0095】

【数 7】

$$|\Delta_1| < 1, |\Delta_2| < 1, |\Delta_s| < 1$$

を満たすあらゆるモデル誤差に対して図 8 のシステムが安定であることに等価であることが知られている。この問題は図 8 のロバスト安定性を評価する問題であるので、定数スケーリング行列付き H^∞ 制御として設計することができる。

【0 0 9 6】

[定数スケーリング行列付き H^∞ 制御系設計]

ロバストパフォーマンス問題は図 8 の系のロバスト安定化問題に等価であることが既に知られている。いまスケーリング行列 D を

【0 0 9 7】

【数 8】

$$D = \text{diag}(d_s, d_1, d_2)$$

とすれば、ロバスト安定化問題の十分条件は

【0 0 9 8】

【数 9】

$$\|DT_{zw}D^{-1}\|_\infty < 1$$

となる。ここで、 T_{zw} は外部入力 w から制御量 z までの伝達関数であり、スケーリング行列 D は数 9 式により上記伝達関数 T_{zw} の大きさを変えことなく感度特性の変動（モデル誤差 Δs ）とモデル誤差（乗法的変動 $\Delta 1$ 、加法的変動 $\Delta 2$ ）とのスケーリング（比率）を調整する。すなわち、スケーリング行列 D を設定することで感度特性の変動とモデル誤差との比率を均衡させることができる。これを満たすスケーリング行列 D とコントローラ $K(s)$ を求める問題が定数スケーリング行列付き H^∞ 制御問題であるが、 $d_s = 1$ と規格化しても差し支えない。また、感度特性の変動とモデル誤差とのスケーリングが焦点であるため乗法的変動と加法的変動とをまとめて扱っても差し支えない。よって $d_1 = d_2 = d$ とする。すなわち以降では

【0 0 9 9】

【数 1 0】

$$D = \text{diag}(1, d, d)$$

として扱う。数 1 0 式のスケーリング行列 D に対して凸集合上で定義される次の関数

【0 1 0 0】

【数 1 1】

$$f(d) : \inf_K \|DT_Z D^{-1}\|_\infty$$

を考える。関数 $f(d)$ は、設定したパラメータ d に対して数 9 式の H^∞ ノルムに最大値を与えるコントローラ $K(s)$ を求めたときの対応する H^∞ ノルムである。明らかに数 9 式を満たすには、この最大値が 1 より小さければよい。パラメータ d を与えれば γ -反復法で $f(d)$ の値が求まる。なお、 γ -反復法とは、数値解析における反復法により上記数 9 式の H^∞ ノルムを所定値 γ （この場合は「1」）より小さくすることで、これによりコントローラ $K(s)$ 及びそのときの $f(d)$ が求まる。 $f(d)$ の極小値は数値解析における降下法で求められる。そのときの極小値が最小値であれば都合がよい。状態フィードバックのときには、関数は凸集合上で狭義の準凸関数であり、最小値を与える点は唯一であることが証明されている。出力フィードバックの時には証明されていないが、準凸性が成り立つと期待され、反例も示されていない。以上より、スケーリング行列 D の最適解は $f(d)$ の極小値であり、幸い数 1 1 式はパラメータ d のみの関数なので次のステップでスケーリング行列 D とコントローラ $K(s)$ を求める。

【0 1 0 1】

[定数スケーリング行列付き H^∞ 制御問題の設計手順]

●ステップ 1

d_{\min} を適当な小さな値に設定して $d = d_{\min}$ として H^∞ 制御問題として γ -反復法でコントローラ $K(s)$ を求める。そのときの H^∞ ノルムを $f(d_{\min})$ として記憶する。

【0 1 0 2】

ステップ 2

$d = d + 0.1$ として同様に H^∞ 制御問題のコントローラ $K(s)$ を求め、 H^∞ ノルムを $f(d_2)$ とする。これを $d = d_{\max}$ まで繰り返し $f(d_{\max})$ までの H^∞ ノルムを記憶する。

【0 1 0 3】

●ステップ 3

d に対する関数 $f(d)$ の極小値を求め、そのときの d の値でスケーリング行列 D として採用する。

【0 1 0 4】

●ステップ 4

関数 $f(d)$ の極小値を与える d の値で再度 γ -反復法でコントローラ $K(s)$ を求め、このコントローラ $K(s)$ を最適解とする。

【0 1 0 5】

ここで、 H^∞ 制御問題の解法はリカッチ方程式を解くアプローチとリカッチ方程式の不等式版である LMI 問題を解くアプローチとがあるが、どちらを用いても良い。本実施形態では LMI ベースのアプローチでコントローラ $K(s)$ を導出している。LMI ベースのアプローチは大きな問題に対してリカッチベースの問題より多くの計算を必要とするがリカッチベースが持つ正則性制約を取り去ることができる。すなわち任意のプラントに適用できる特徴を持つ。

【0 1 0 6】

また、例えば設計においては制御系設計 CAD 「MATLAB」を使ってコントローラ $K(s)$ 等を導出している。

以上のように構築された一般化プラントに対して重み関数及び規範モデル $R(s)$ の設定を行い、設計仕様を満足するように設計サイクルの中で通常何回か修正され、設計仕様を満たせば設計完了となる。

【0 1 0 7】

以上述べたように、SR モータ 3 の要求仕様を H^∞ 制御のおける一般化プラントで表現し、定数スケーリング行列付き H^∞ 制御問題として上述したステップ 1

～4で最適解を求める。これにより、モータ特性の変動や異車種による特性ばらつきが生じてもトルク追従性や制振性が劣化しないSRモータ3の振動抑制制御を実現することができる。

【0108】

〔コントローラの低次元化〕

次に設計されたコントローラ $K(s)$ の低次元化処理を行う。コントローラをマイコン7に実装して制御を実行する場合、コントローラの次数が大きいとマイコン7の演算負荷が大きくなってしまい、所定のサンプリング周期で演算しきれなくなる。このため設計されたコントローラ $K(s)$ の特性を変えないで次数を低下させる手法を低次元化といい、高次元のコントローラをその周波数特性を変化させないで低次元化する。

【0109】

〔離散化〕

その後、マイコンのサンプリングタイムに合わせて、低次元化したコントローラの次数 n に応じた離散化をすることにより、下記数12式により表される補正量 $u(k)$ を得ることができる。なお、係数 a_i 、 b_i は、上記低次元化されたコントローラの離散化に伴う係数である。

【0110】

〔数12〕

$$u(k) = \sum_{i=1}^n a_i \cdot u(k-i) + \sum_{i=0}^n b_i \cdot Nm(k-i)$$

〔重み関数の設定例、計算結果例〕

重み関数 w_s は実際の応答をより規範モデル R_{sys} に近づけたい帯域で大きくなるように設定してもよいが、本実施形態では簡易化のため $w_s = 1$ とした。

【0111】

本実施形態における各重み関数の一例を以下に示す。

【0112】

【数 13】

$$w_s(s) = 1$$

$$w_{m1}(s) = \frac{2(s+0.6213)}{(s+25.13)}$$

$$w_n(s) = 18$$

$$w_{m2}(s) = \frac{6.25(s+25.13)^2(s+25.13)}{(s+314.2)(s+6283)^2}$$

以上の重み関数を用いて前述した設計ステップでコントローラ $K(s)$ とスケールリング行列 D を求めると、

【0 1 1 3】

【数 14】

$$w_s(s) = \frac{0.14718(s+342.7)(s+23.59)(s+8.618)(s^2+1.253s+0.3926)(s^2-6.478s+11.49)(s^2+83.48s+3234)(s^2+708.8s+2.487e^5)(s^2+719.8s+2.621e^5)}{(s+120.7)(s+25.13)(s+0.6351)(s^2+8.587s+24.92)(s^2+22.75s+50.22)(s^2+118.1s+1.22e^4)(s^2+708.8s+2.487e^5)(s^2+719.8s+2.621e^5)}$$

【0 1 1 4】

【数 15】

$$D = \text{diag}(1, 1.1788, 1.1788)$$

となる。本実施形態では 14 次のコントローラ $K(s)$ となっており、これをその周波数特性を変化させないで 6 次まで低次元化する。

【0 1 1 5】

なお、図 11 に示されるようにパラメータ d を 0.1 から 100 まで変化させたときの関数 $f(d)$ の特性が凸関数を示すことがわかる。

図 1 2 は、以上に説明したコントローラ K を求めるための設計手順を示したフローチャートである。簡単に説明すると、先ず、実モデル P_{sys} を求めるための同定実験を行い (S 3 0 1)、次いで周波数フィッティングによりモデルパラメータの同定を行って (S 3 0 2)、同実モデル P_{sys} を求める。そして、規範モデル R_{sys} を導出し (S 3 0 3)、運転状態や車種の相違、トルクリップルなどによる上記特性変動がどのような特性を有するかを調べるとともに (S 3 0 4)、上記センサノイズの特性がどのような特性を有するかを調べる (S 3 0 5)。

【 0 1 1 6 】

次に、上記重み関数 w_s , w_{m1} , w_{m2} , w_n を上記調査した特性変動及びノイズ特性等に基づいて設定し (S 3 0 6)、図 8 に示した一般化プラントを作成する (S 3 0 7)。次いで、上記「MATLAB」によりコントローラ $K(s)$ 及びスケーリング行列 D を算出し (S 3 0 8)、性能評価条件を満足するか否かを判定する (S 3 0 9)。

【 0 1 1 7 】

この段階で、性能評価条件が満足されなければ、上記 S 3 0 6 ~ S 3 0 8 を繰り返す。また、S 3 0 9 にて性能評価条件が満足されれば上記コントローラ $K(s)$ を低次元化し (S 3 1 0)、低次元化されたコントローラ K の離散化を行う (S 3 1 1)。

【 0 1 1 8 】

図 1 3 は、低次元化されたコントローラ K (H_∞ コントローラ) をマイコン 7 に実装した場合のブロック図である。すなわち、マイコン 7 は、アクセルセンサ 1 3 からアクセル開度 α を入力し、これを図 3 に示したマップ M (目標トルクマップ) により目標トルク Req_trq に変換し、これをマップ MP により電流指示値 I 及び角度指示値 θ に変換し、これらの指示値に応じた電流を SR モータ 3 に付与する。一方、マイコン 7 はレゾルバ 1 6 からのモータ回転数 $N_m(k)$ を入力し、上記コントローラ K により数 1 2 式に従って補正量 $u(k)$ を求め、この補正量 $u(k)$ を目標トルク Req_trq に加える。

【 0 1 1 9 】

図13に示したブロック図の制御はソフトウェア上で実現され、マイコン7のメモリ18には、図14にフローチャートで示すモータ振動抑制制御プログラムが記憶されている。以下、モータ振動抑制制御プログラムについて説明する。

【0120】

第1実施形態と同様にS10～S40の処理を実行し、S401では、補正量演算処理を実行する。すなわち、上記数12式に従って補正量 $u(k)$ を演算する。ここで、補正量 $u(k)$ 及びモータ回転数 $N_m(k)$ は、今回の演算で得られる補正量 u 及び今回の演算時におけるモータ回転数 N_m をそれぞれ意味する。また、補正量 $u(k-i)$ 及びモータ回転数 $N_m(k-i)$ は、 i 回前の演算で得られた補正量 u 、及び同 i 回前の演算時におけるモータ回転数 N_m をそれぞれ意味する。本実施形態では6次に低次元化しており、従って6回前($n=6$)までの補正量 u 、及びモータ回転数 N_m に基づき今回の補正量 $u(k)$ を演算する。

【0121】

S402では、モータへの指示トルク T を算出する。すなわち、指示トルク T を、式 $T = Req_trq + u(k)$ より計算する。換言すると、目標トルク Req_trq を補正量 $u(k)$ により補正して、指示トルク T を求める。

【0122】

以降、第1実施形態と同様にS80～S110の処理を実行する。

このように、アクセル開度 α に基いて目標トルク Req_trq が決定され、この目標トルク Req_trq が実際のモータ回転数 N_m とコントローラ K とにより決定された補正量 $u(k)$ により補正されて指示トルク T が決定され、この指示トルク T に応じてSRモータ3への通電がなされる。

【0123】

図15は、このような制御を行うSRモータ3について、特性変動に対する周波数特性の実験値を示すグラフである。同図においては、特性変動としてSRモータ3を異なる車種(A車、B車、C車)に組付けた場合を示している。同図に示されるように、SRモータ3を異なる車種に組付けても感度特性の劣化が抑制されている。

【0124】

以上詳述したように本実施形態によれば、以下の効果が得られる。

(1) 本実施形態では、コントローラKから得られた補正量 $u(k)$ をSRモータ3の目標トルク Req_trq に対し加算することで、制御系の特性変動による影響が抑制される(制御系のロバスト安定性が確保される)とともに特性変動が生じたときの感度特性(すなわち制振性及びトルク追従性)が略補償される。従って、制御系に特性変動が生じた場合でも、SRモータ3の振動を好適に抑制でき、かつ、トルク追従性も好適に確保できる。

【0125】

また、このように単一のコントローラKでロバスト安定性の確保と特性変動に対する感度特性の補償とが可能になることで、調整工数の削減と部品(コントローラ)の共通化とを図ることができる。

【0126】

(2) 本実施形態では、運転状態の相違、SRモータ3の相違、SRモータ3が組付けられた車体1a(車種)の相違、トルクリップル、センサノイズ及びモータ回転数 N_m の定常成分に係る特性変動に対して感度特性を補償できる。

【0127】

(3) 本実施形態では、制振性及びトルク追従性を良好とすることで振動抑制と車両の加速性を好適にすることができる。

なお、実施形態は前記に限定されず、例えば次の態様で実施してもよい。

【0128】

・前記第1実施形態においては、2次のフィルタを用いたが、3次以上のフィルタを用いてもよい。

・前記第1実施形態においては、バンドパスフィルタを用いたが、ハイパスフィルタを用いることもできる。

【0129】

・前記第1実施形態において、振動抑制制御のためにモータ回転数信号から取り出す振動信号の所定周波数は、適宜変更することができる。例えば車種によって異なる車体固有振動数に応じてその振動数(周波数)を含む範囲で適宜変更で

きる。

【0 1 3 0】

・前記第 1 実施形態において、補正処理は P D 制御演算に限定されない。例えば P 制御演算または D 制御演算を採用することができる。これらの制御であっても効果は幾分落ちるが振動を小さく抑えることはできる。その他、振動を小さく抑えることが可能な公知の制御演算を採用できる。

【0 1 3 1】

・前記第 1 実施形態においては、P D 制御演算による補正を目標トルク Req_trq に対し行ったが、トルク指示値に対し補正をする構成を採用することもできる。すなわち、目標トルク Req_trq を基に前記(1)式を用いてトルク指示値 $trq(n)$ をまず先に求める。そしてバンドパスフィルタ 5 1 と P D 演算部 5 2 を経て得られた補正量 PD_out を、トルク指示値 $trq(n)$ に対し減算する。マップ M P を用いた変換により各指示値 I, θ を求めるパラメータには、補正後の目標値であるトルク指示値 $trq(n)$ ($=trq(n) - PD_out$) と他のパラメータ Nm, Vb とを用いる。さらに目標トルク Req_trq そのものをトルク指示値として直接使用してモータ制御を行ってもよい。

【0 1 3 2】

・前記第 1 実施形態においては、ソフトウェア上でデジタルフィルタを構築したが、ハードウェアのデジタルフィルタを設け、バンドパスフィルタとすることもできる。またアナログ回路のバンドパスフィルタを用いることもできる。バンドパスフィルタを通った信号を A/D 変換回路を経てデジタル値を得る。そしてそのデジタルデータを基に P D 制御演算を行い、フィードバック用の補正値を算出する。この方法によっても振動抑制制御のフィードバック制御を実現できる。

【0 1 3 3】

・前記第 1 実施形態においては、振動抑制制御については P D 制御演算のフィードバック制御を採用し、モータトルク制御については基本的にオープンループ（フィードフォワード）制御としたが、モータトルク制御についてもフィードバック制御を採用し、例えばモータトルクをトルク指示値に近づけるフィードバック制御を実施することもできる。この場合、振動抑制対象周波数帯域については

P D 制御演算等の振動抑制に有効な補正演算を採用し、2 種類のフィードバック制御系を並存させる。

【 0 1 3 4 】

・前記第 1 実施形態において、補正演算（P D 制御演算）に使用する係数の決め方は、図 7 に示す設計手法によることに限定されない。他の設計手法あるいは、経験的に見出した係数を用いても構わない。

【 0 1 3 5 】

・前記第 2 実施形態において、特性変動としての運転状態の相違、S R モータ 3 の相違、S R モータ 3 が組付けられた車体 1 a（車種）の相違、トルクリップル、センサノイズ及びモータ回転数 N_m の定常成分のいずれかを割愛してもよい。

【 0 1 3 6 】

・前記第 2 実施形態においては、コントローラ K から得られた補正量 $u(k)$ を S R モータ 3 の指令値 Req_trq に対し加算するようにしたが、減算するようにしてもよい。これは、コントローラ K から得られる補正量 $u(k)$ の単なる符号の設定の相違である。

【 0 1 3 7 】

・前記第 2 実施形態においては、1 4 次のコントローラ $K(s)$ を導出してこれを 6 次に低次元化した、その他の次数に低次元化してもよい。また、低次元化処理を割愛してもよい。

【 0 1 3 8 】

・前記各実施形態において、電動モータは S R モータに限定されない。例えば交流誘導モータでもよい。

・前記各実施形態においては、電気自動車の電動モータの振動抑制制御に適用したがこれに限定されるものではない。自動車以外の電気車両で適用してもよい。また、車両において走行駆動源以外の用途で搭載された電動モータについて振動抑制制御を採用してもよい。この場合も、電動モータの振動に起因する回転むらを小さく抑えることができ、電動モータの安定な回転を提供できる。さらに車両以外の他の用途で使用する電動モータにおいて、この振動抑制制御を採用す

ることもできる。この場合も、電動モータの回転むらを小さく抑えることができる。

【0 1 3 9】

前記実施形態等から把握できる請求項以外の技術的思想を以下に記載する。

(1) 請求項 1 ～ 6 のいずれか一項において、前記フィルタ手段は、ソフトウェア上で実現されるデジタルフィルタであることを特徴とする。

【0 1 4 0】

(2) 請求項 2 ～ 5 のいずれか一項において、前記補正手段による補正演算は、少なくとも比例制御を含むことを特徴とする。

(3) 請求項 2 ～ 5 のいずれか一項において、前記補正手段による補正演算は、少なくとも微分制御を含むことを特徴とする。

【0 1 4 1】

(4) 請求項 4 ～ 6 のいずれか一項において、前記制御手段は、アクセル操作手段 (1 2) の操作量を検出するアクセル開度検出手段 (1 3) の検出結果に応じて決まる目標値になるように前記電動モータをトルク制御する。

【0 1 4 2】

(5) 請求項 1 ～ 請求項 6、前記技術的思想 (1) ～ (4) のいずれか一つにおいて、前記制御手段は前記電動モータを基本的にオープンループでトルク制御する。つまりフィードバックはあくまで振動抑制制御目的で行うのみで、モータ回転数の周波数信号については必ずしも常にモータのトルク制御の対象とはされない。

【0 1 4 3】

【発明の効果】

以上詳述したように請求項 1 ～ 6 に記載の発明によれば、電動モータの振動に起因する回転むらを小さく抑えることができる。例えば電動モータを走行駆動源とする車両では、車両走行時に車体振動などにより電動モータが振動しても、その回転むらが小さく抑えられるため、車体の前後の小刻みな揺れ（前後振動）を起き難くすることができる。

【0 1 4 4】

請求項 7 及び 8 に記載の発明によれば、振動抑制制御のための設計を適切に行うことができる。

請求項 9、11 及び 12 に記載の発明によれば、制御系の特性変動による影響が抑制される（制御系のロバスト安定性が確保される）とともに特性変動が生じたときの感度特性（すなわち制振性及びトルク追従性）が略補償される。従って、制御系に特性変動が生じた場合でも、電動モータの振動を好適に抑制でき、かつ、トルク追従性も好適に確保できる。

【0145】

また、このように単一のコントローラでロバスト安定性の確保と特性変動に対する感度特性の補償とが可能になることで、調整工数の削減と部品（コントローラ）の共通化とを図ることができる。

【0146】

請求項 10 に記載の発明によれば、運転状態の相違、電動モータの相違、電動モータが組付けられた被組付体の相違、トルクリップル、センサノイズ及びモータ回転数の定常成分の少なくとも 1 つに係る特性変動に対して感度特性を補償できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 第 1 実施形態における電気自動車の概略構成図。

【図 2】 インバータの電気回路図。

【図 3】 アクセル開度から目標トルクを得るためのマップ。

【図 4】 振動抑制制御の制御内容を示すブロック図。

【図 5】 トルク変化時のモータ振動抑制効果を説明するためのグラフ。

【図 6】 モータ振動抑制制御ルーチンのフローチャート。

【図 7】 設計手法の手順を示すフローチャート。

【図 8】 第 2 実施形態のコントローラを H_{∞} 制御により決定するためのブロック図。

【図 9】 実モデルおよび規範モデルの各周波数特性を示すグラフ。

【図 10】 コントローラを H_{∞} 制御により決定するためのブロック図。

【図 11】 関数 $f(d)$ を示すグラフ。

【図 1 2】設計手法の手順を示すフローチャート。

【図 1 3】振動抑制制御の制御内容を示すブロック図。

【図 1 4】モータ振動抑制制御ルーチンのフローチャート。

【図 1 5】特性変動時のモータ振動抑制効果を説明するためのグラフ。

【図 1 6】従来のモータ制御内容を示すブロック図。

【図 1 7】トルク変化時のモータ振動発生を説明するためのグラフ。

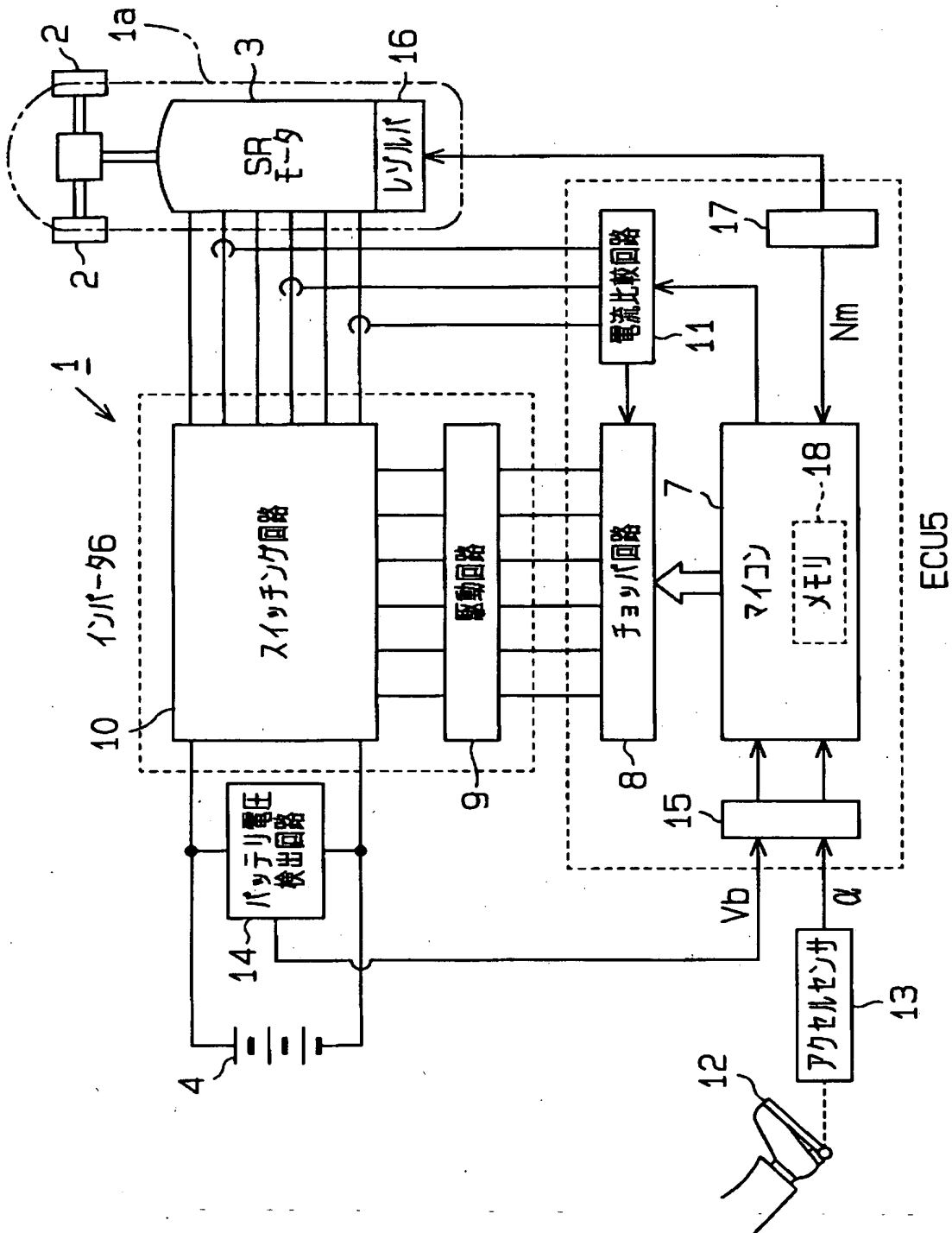
【図 1 8】トルク変化時のモータの周波数特性を説明するためのグラフ。

【符号の説明】

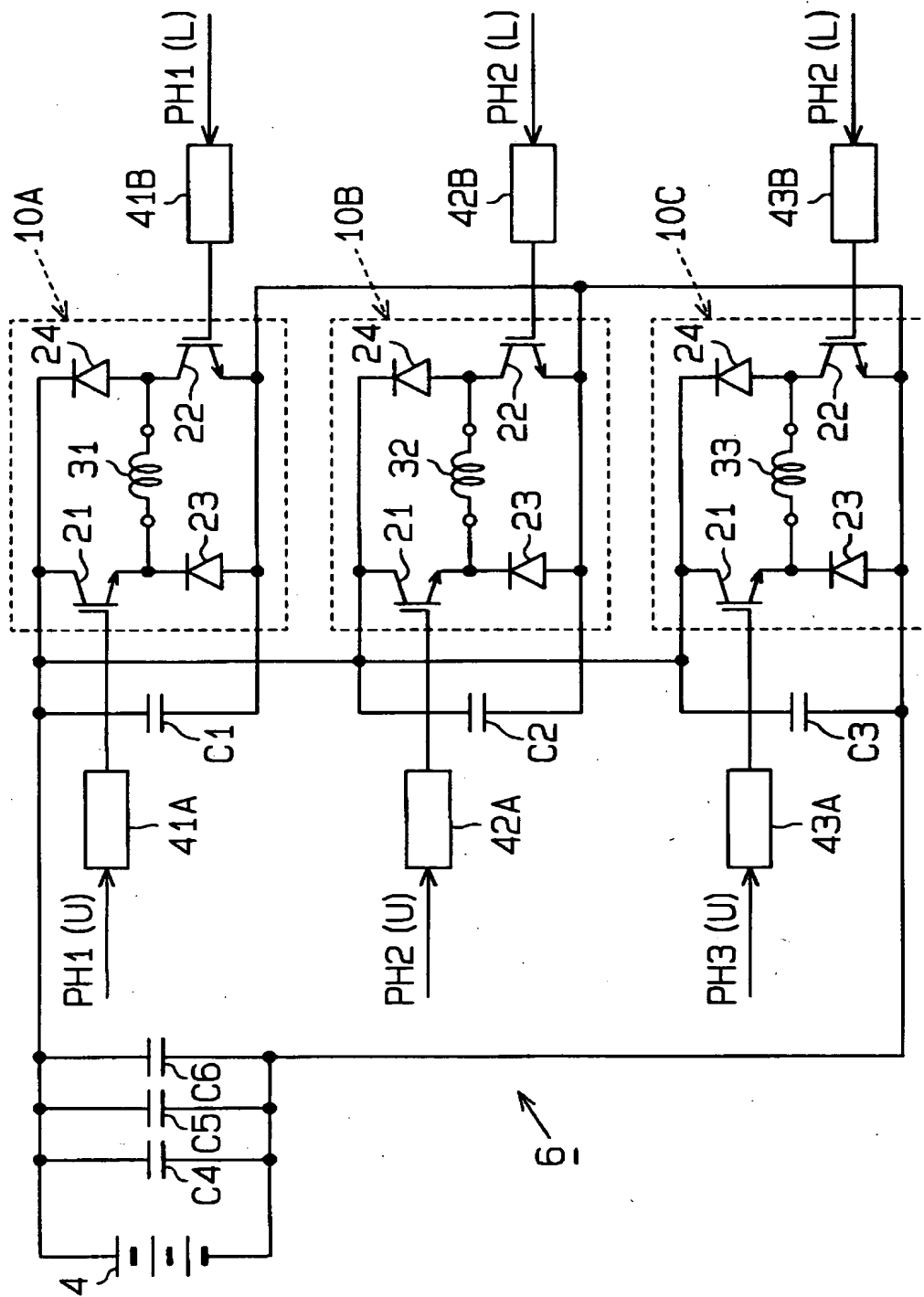
1…車両としての電気自動車、1 a…被組付体としての車体、3…電動モータ及び走行駆動源としてのSRモータ、5…ECU、6…インバータ、7…フィルタ手段、補正手段、制御手段としてのマイコン、13…アクセルセンサ、16…検出手段としてのレゾルバ、18…メモリ、51…フィルタ手段としてのバンドパスフィルタ、52…PD演算部。

【書類名】 図面

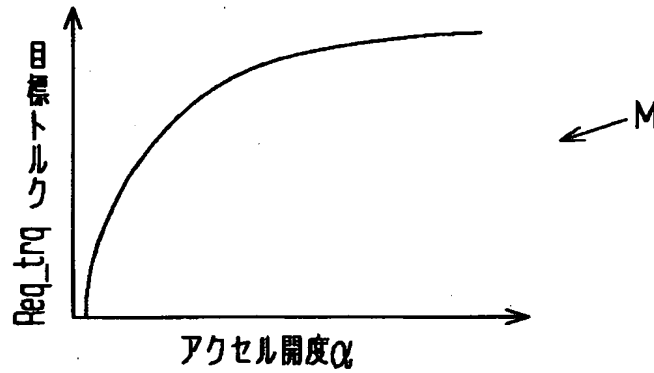
【図1】



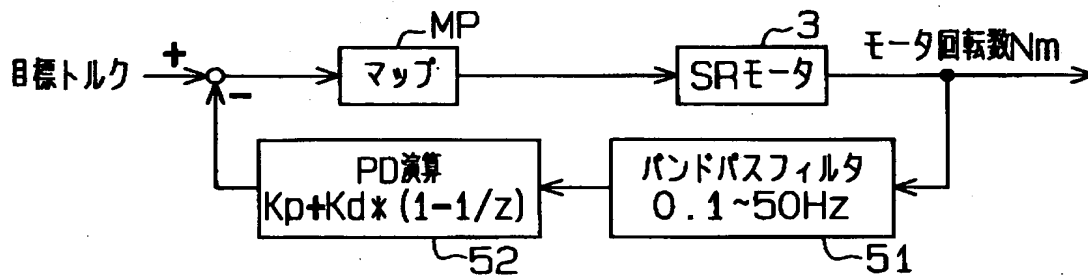
【図 2】



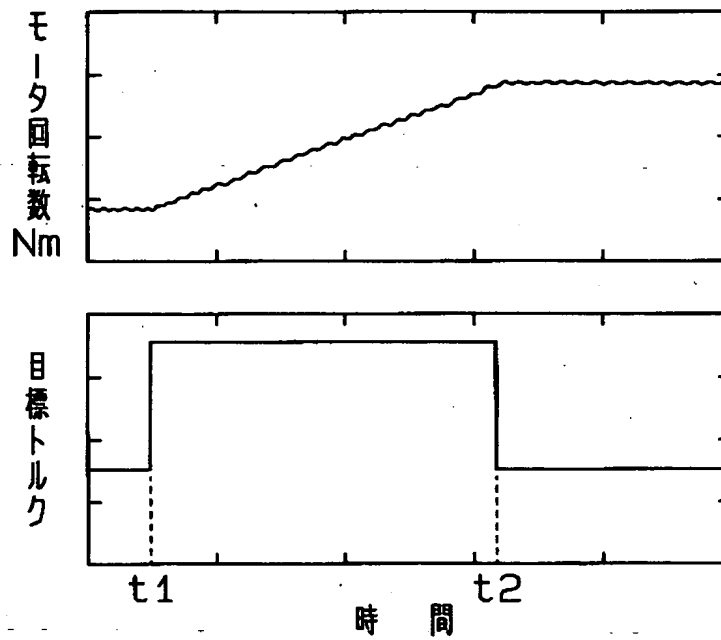
【図 3】



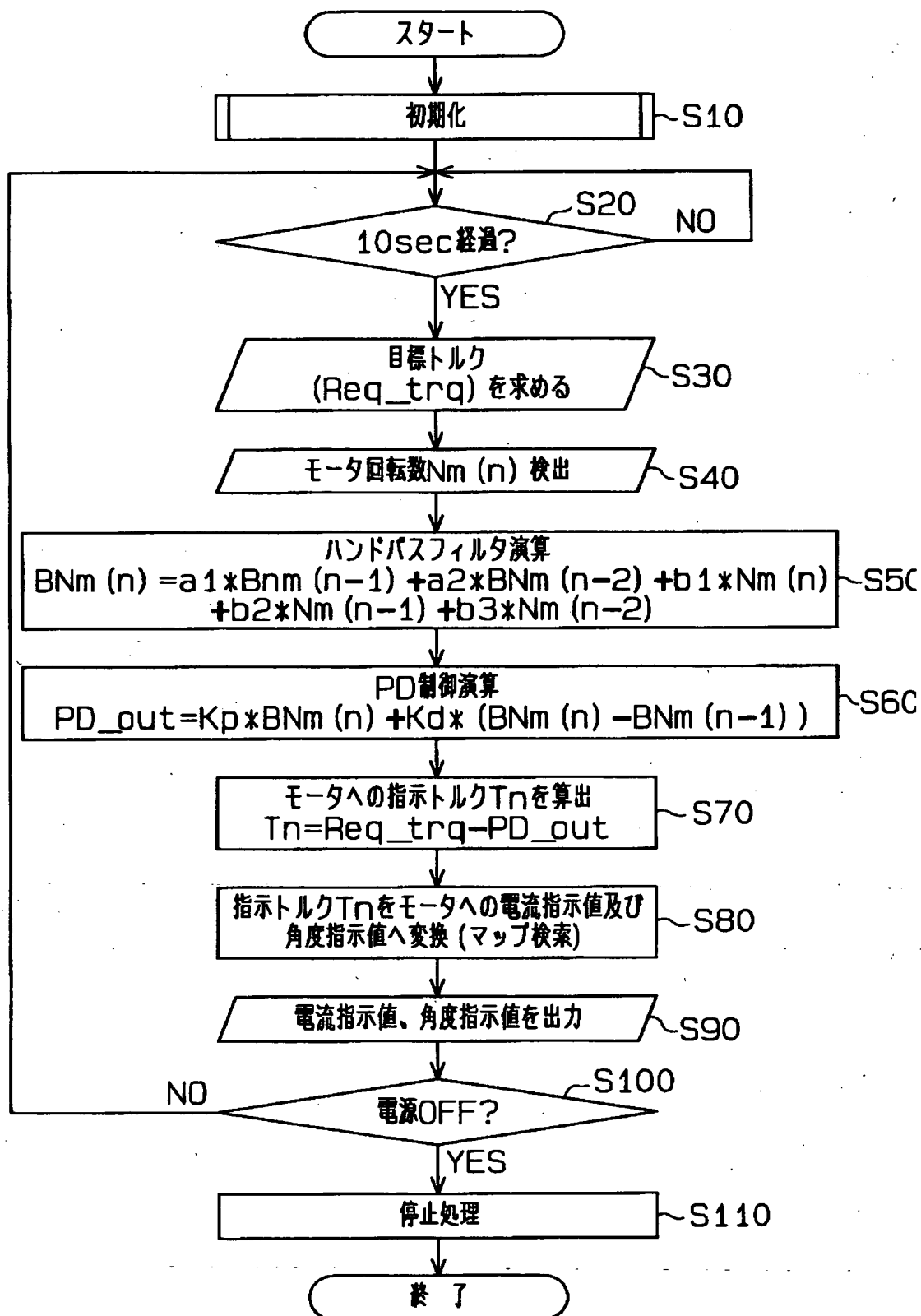
【図 4】



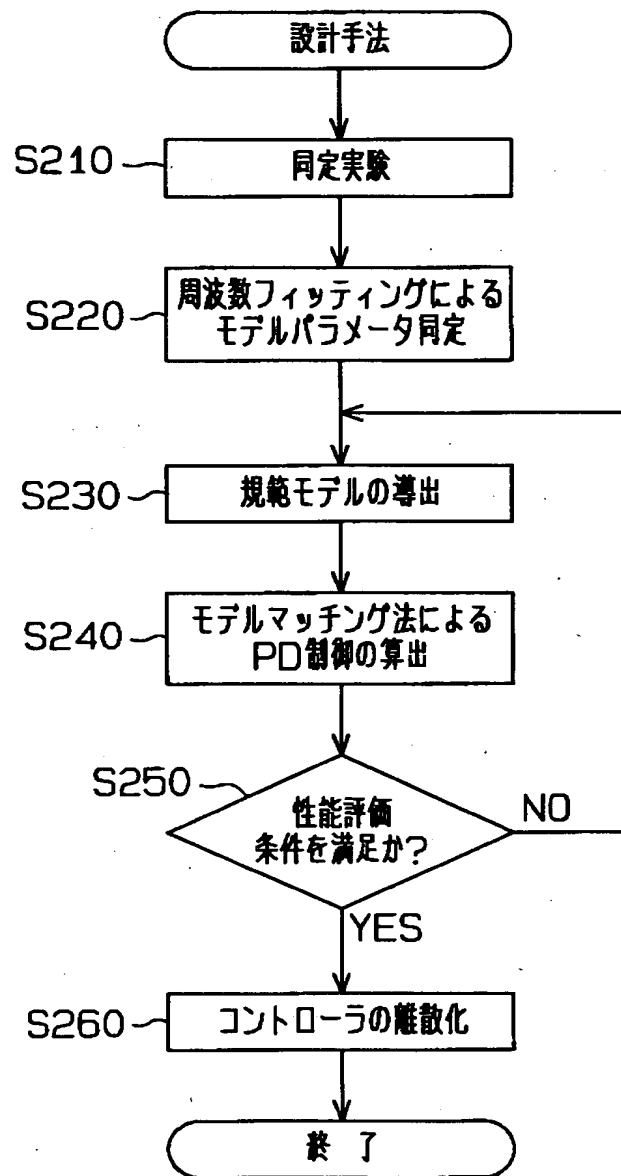
【図 5】



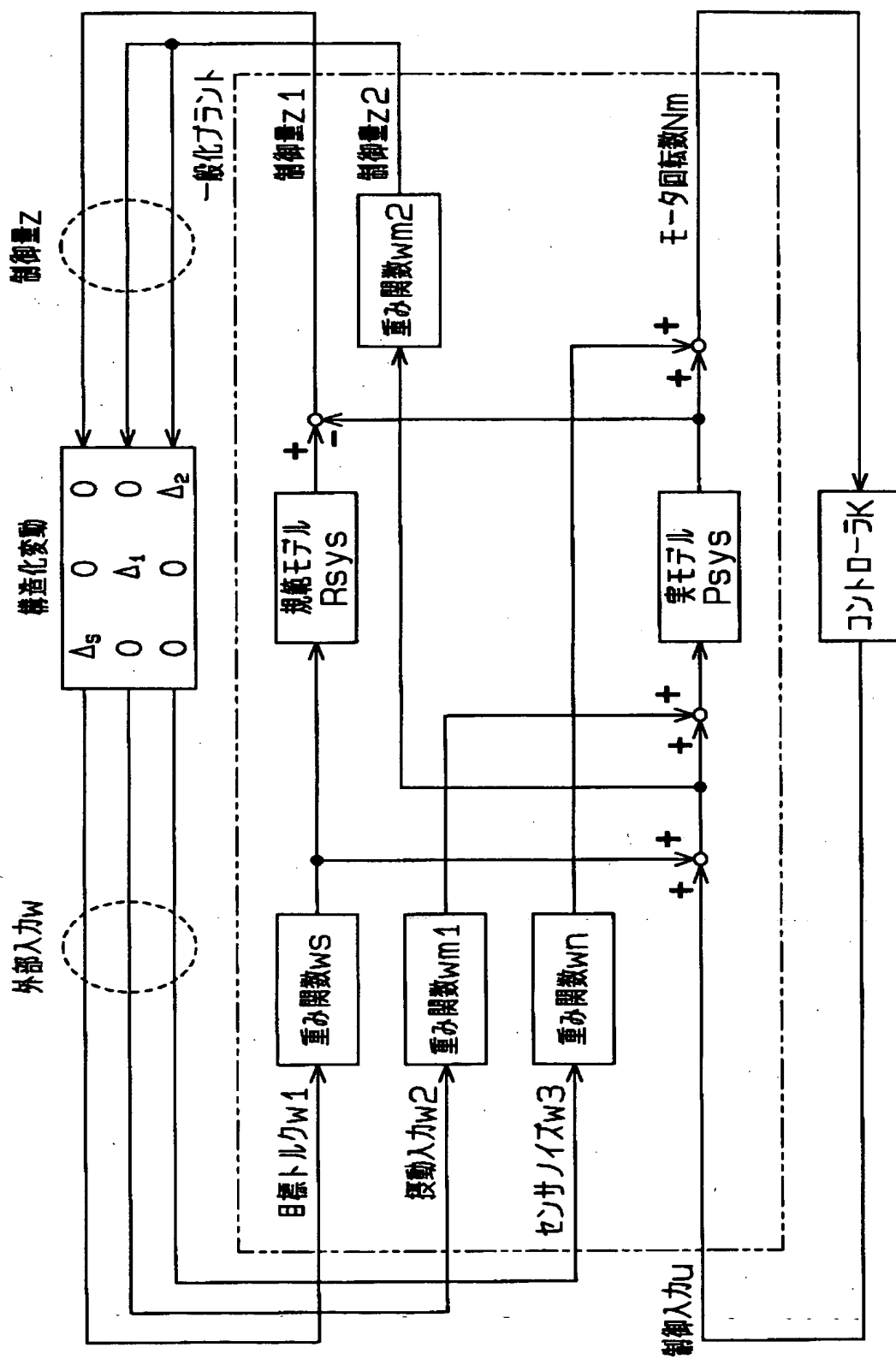
【図 6】



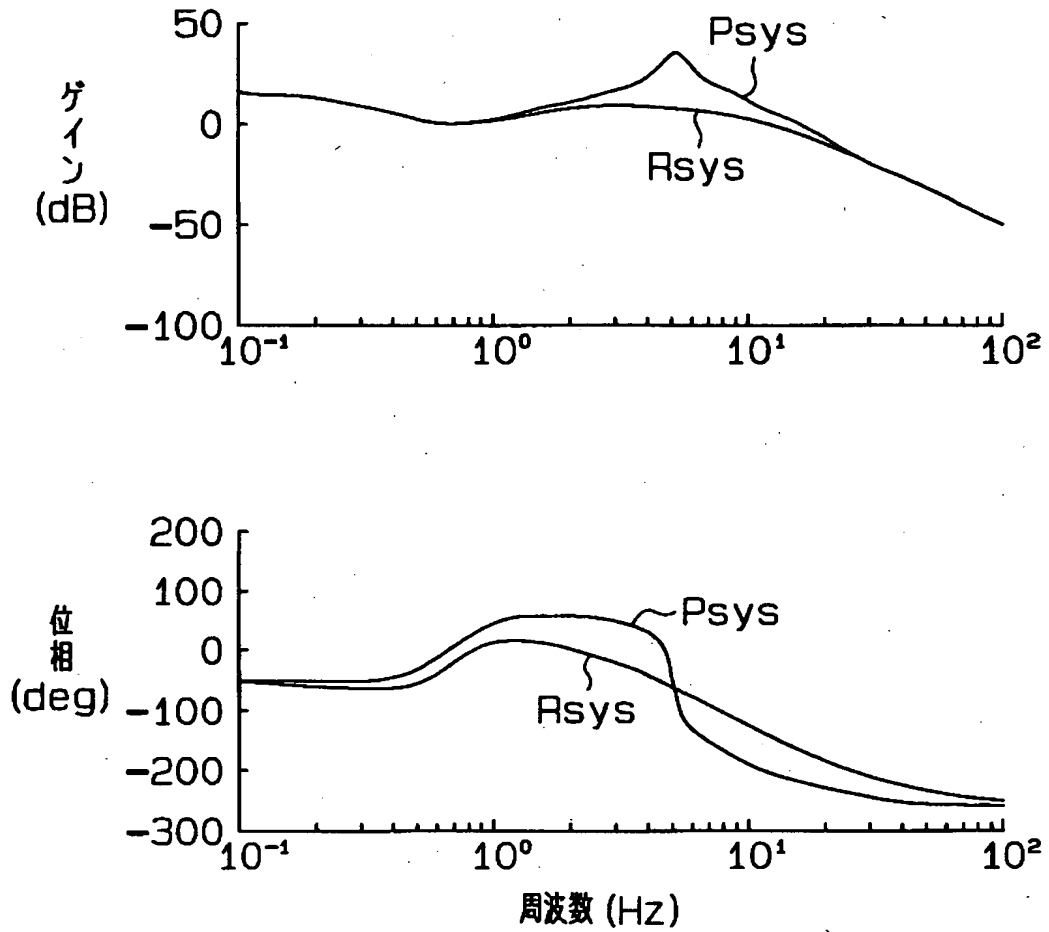
【図 7】



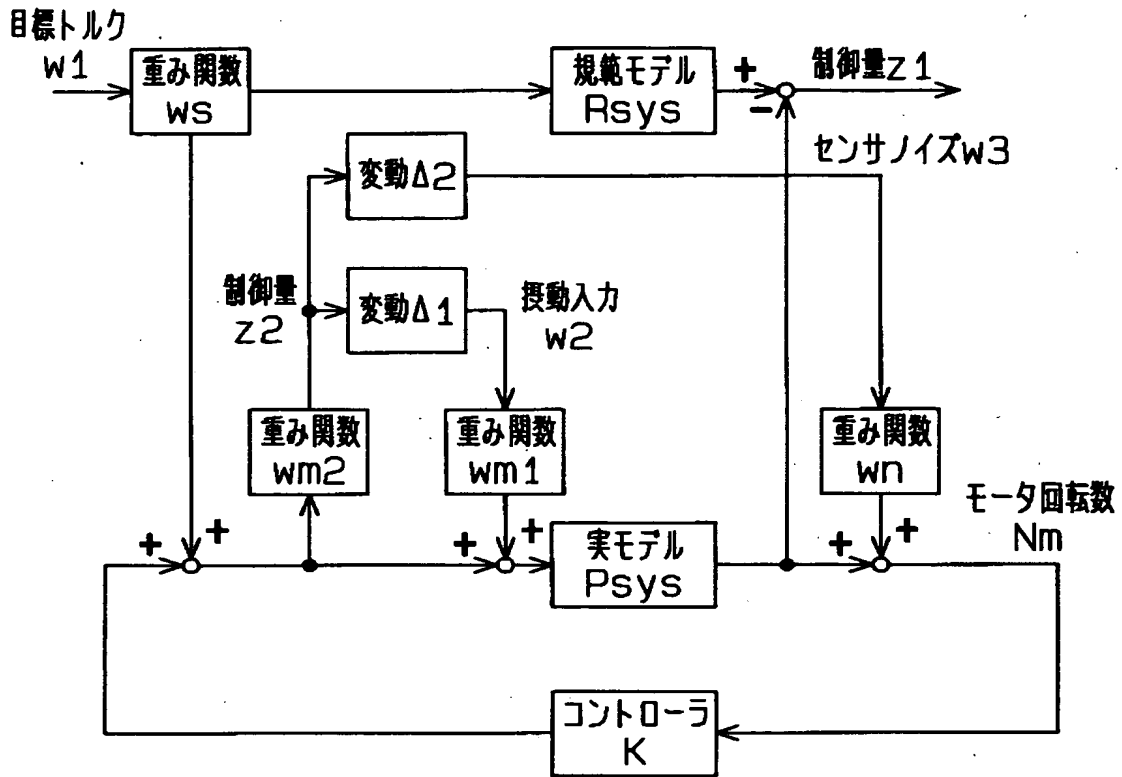
【图 8】



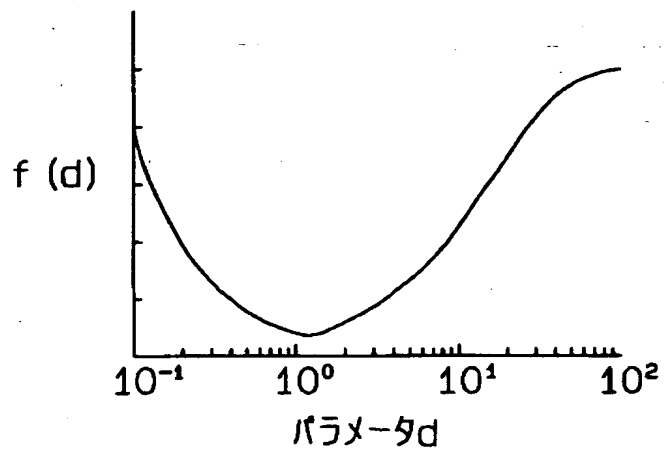
【図 9】



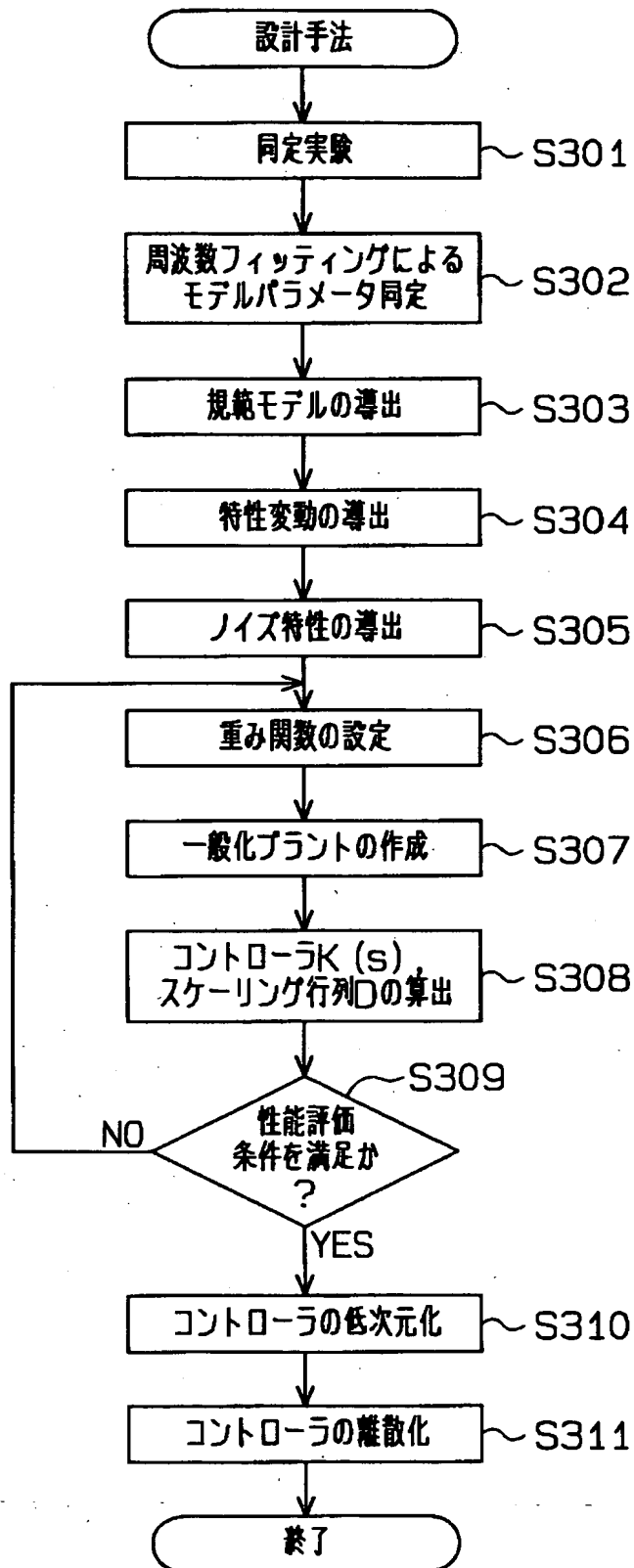
【図 1 0】



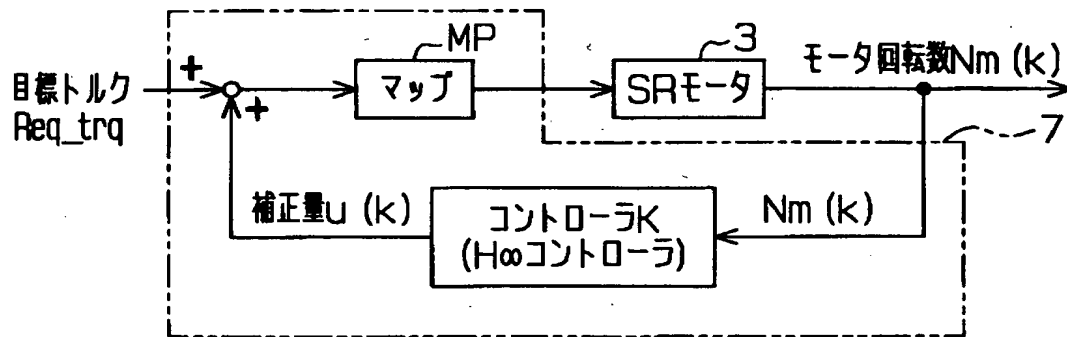
【図 1 1】



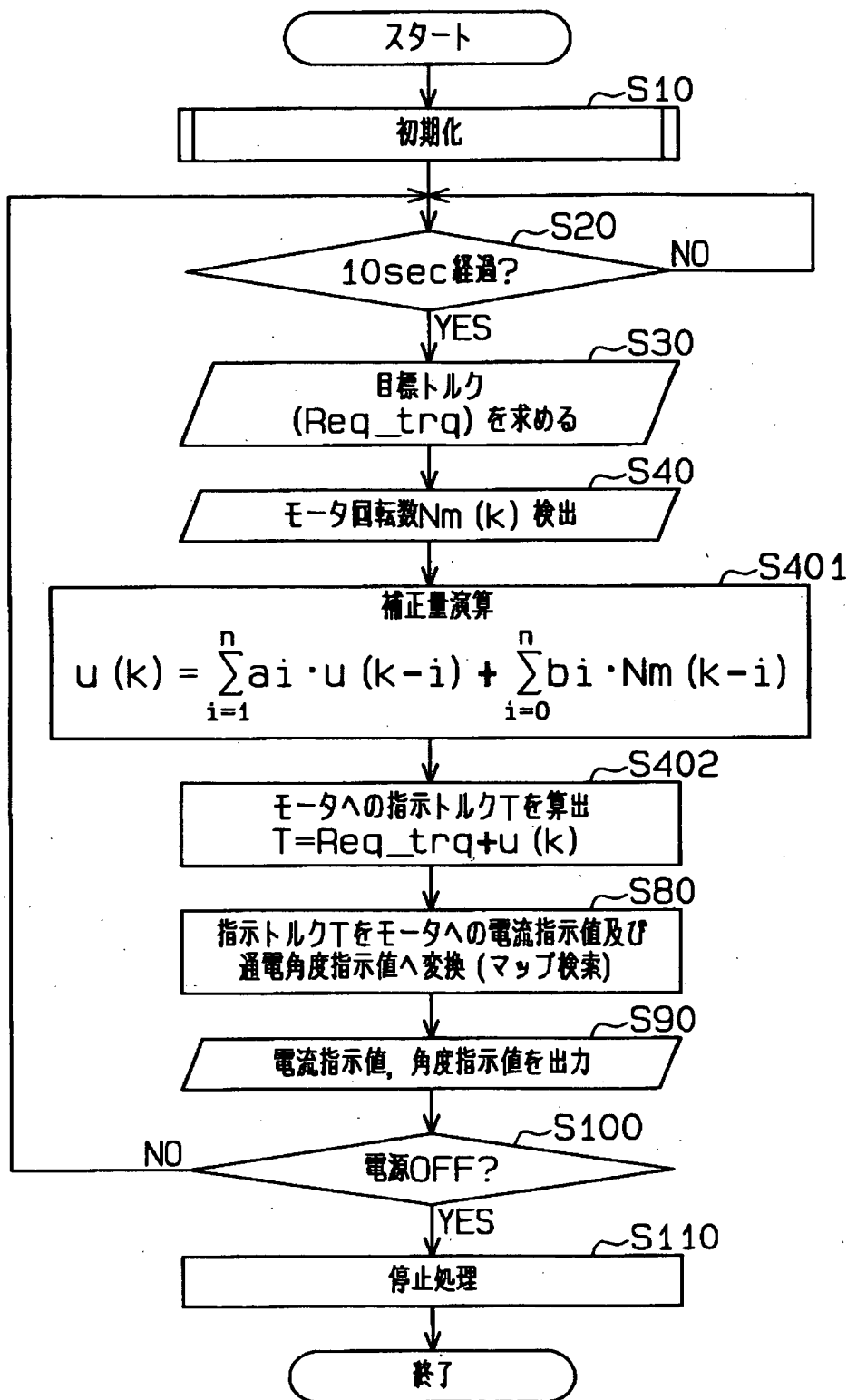
【図 12】



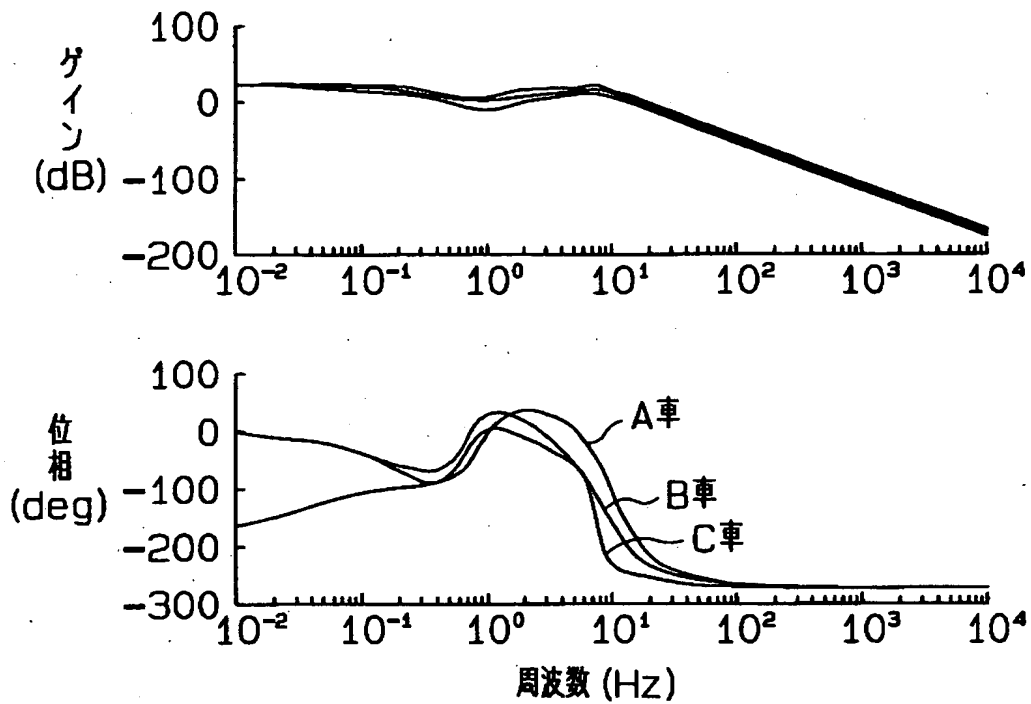
【図 13】



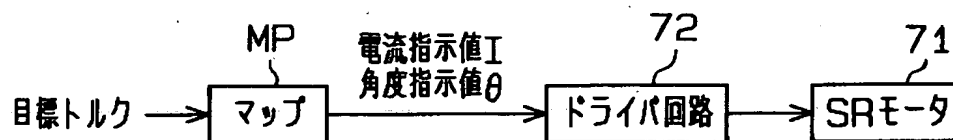
【図 14】



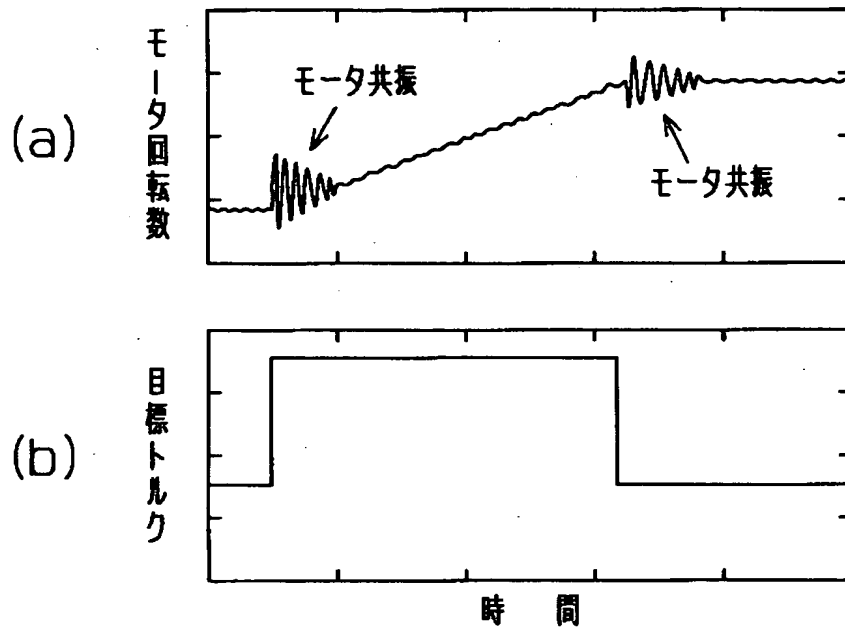
【図 15】



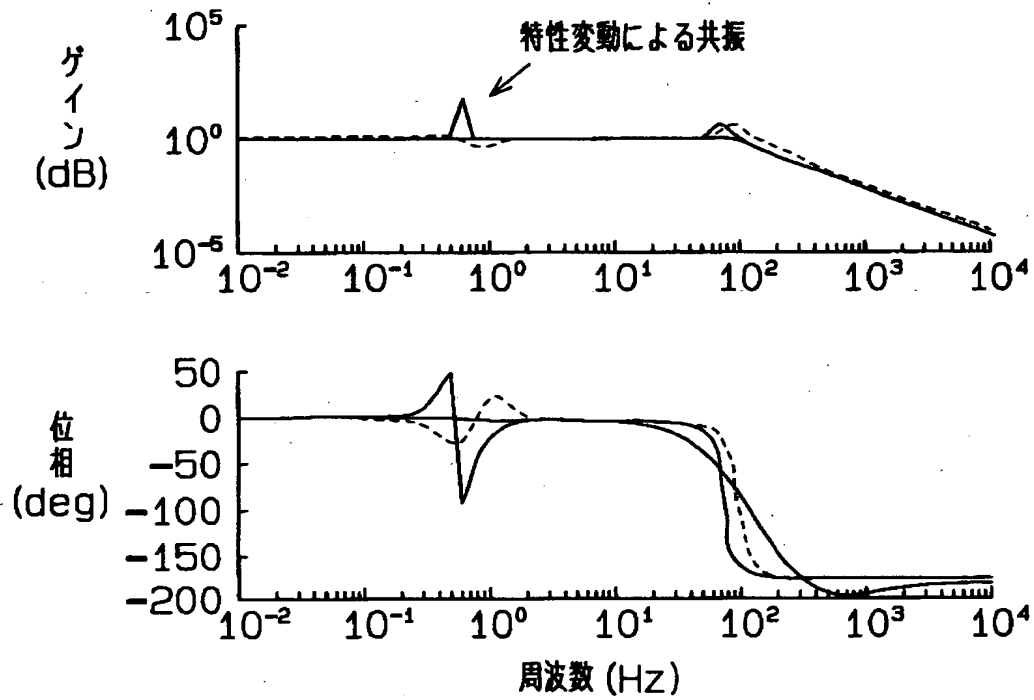
【図 16】



【図 1 7】



【図 1 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 電動モータの振動を簡単な制御方法で抑制でき、しかも異なる車種間にも比較的簡単に展開可能なモータの振動抑制制御を実現できる電動モータの振動抑制制御装置を提供する。

【解決手段】 電気自動車の走行駆動源としての電動モータ（SRモータ）3は、マイコンにより制御される。マイコンはアクセル開度に応じた目標トルクを求め、目標トルク（モータ回転数 N_m とバッテリー電圧も考慮）を基にマップMPを参照して得られた指令値（電流指示値 I ，角度指示値 θ ）を指令し、SRモータ3のトルク制御を行う。SRモータ3から検出したモータ回転数 N_m の信号データをバンドパスフィルタ51を通す。バンドパスフィルタ51を通すことで取り出された0.1～50Hzの信号データに対しPD演算処理がなされ、その算出された補正量が目標トルクに減算される制御が行われる。

【選択図】 図4

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0000000011]

1. 変更年月日 1990年 8月 8日
[変更理由] 新規登録
住 所 愛知県刈谷市朝日町2丁目1番地
氏 名 アイシン精機株式会社